



**Уральский
федеральный
университет**

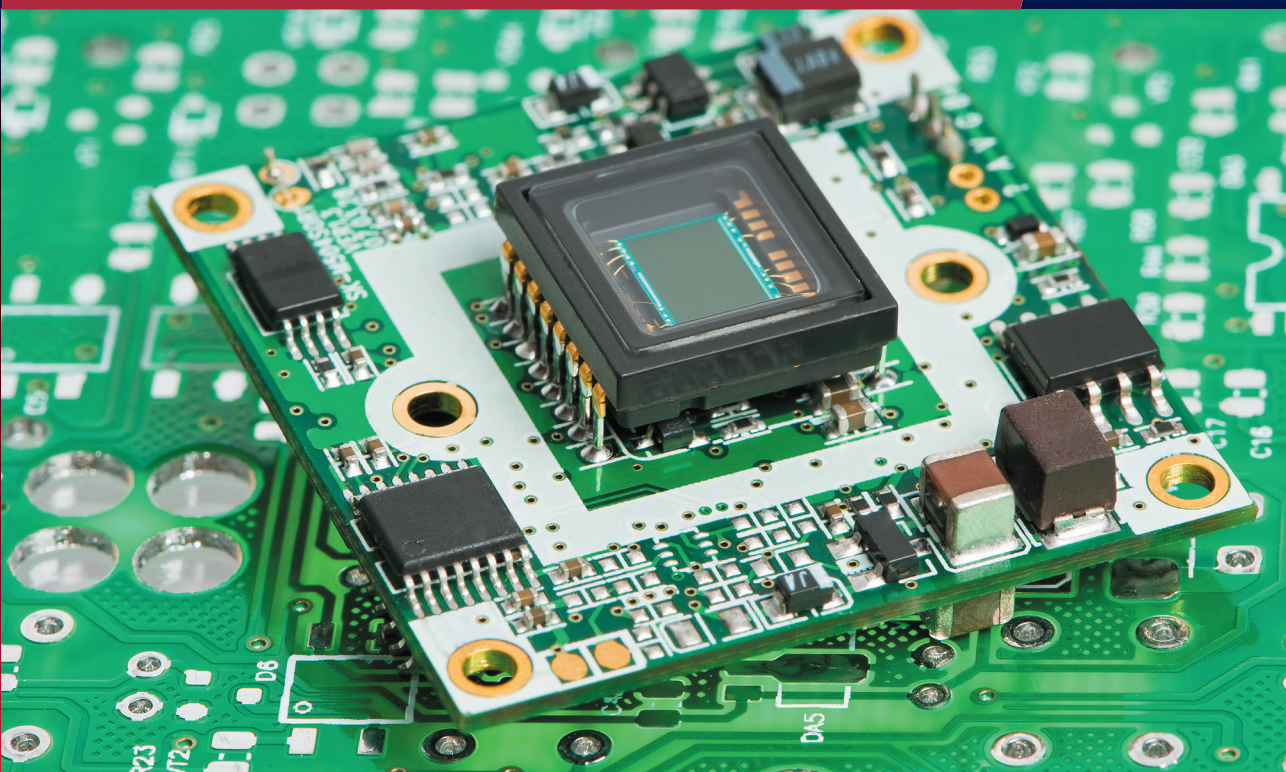
имени первого Президента
России Б.Н.Ельцина

**Физико-
технологический
институт**

**А. С. ВОХМИНЦЕВ
Е. А. БУНТОВ
Е. В. МОИСЕЙКИН
Ю. Г. УСТЬЯНЦЕВ**

АСПЕКТЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ СИСТЕМ КОНТРОЛЯ

Учебное пособие



Министерство науки и высшего образования
Российской Федерации
Уральский федеральный университет
имени первого Президента России Б. Н. Ельцина

А. С. Вохминцев
Е. А. Бунтов
Е. В. Моисейкин
Ю. Г. Устьянцев

Аспекты проектирования усилительных устройств систем контроля

Учебное пособие

Рекомендовано методическим советом
Уральского федерального университета
для студентов вуза, обучающихся
по направлениям подготовки
12.03.01 — Приборостроение,
11.03.04 — Электроника и наноэлектроника,
27.03.01 — Стандартизация и метрология в приборостроении,
14.03.02 — Ядерные физика и технологии

Екатеринбург
Издательство Уральского университета
2019

УДК 621.375-047.74(075.8)

ББК 32.846-2я73

A90

Авторы:

А. С. Вохминцев, Е. А. Бунтов, Е. В. Моисейкин, Ю. Г. Устьянцев

Рецензенты:

лаборатория физики и технологии тонких пленок науч.-исслед. физ.-техн. ин-та Нац. исслед. Нижегород. гос. ун-та им. Н. И. Лобачевского (завлаб. канд. физ.-мат. наук А. Н. Михайлов);

гл. инженер АО «Уралгипромез» канд. физ.-мат. наук С. В. Соловьев.

Научный редактор — проф., д-р физ.-мат. наук С. В. Никифоров

Аспекты проектирования усилительных устройств систем контроля :
A90 учебное пособие / А. С. Вохминцев, Е. А. Бунтов, Е. В. Моисейкин, Ю. Г. Устьянцев. — Екатеринбург : Изд-во Урал. ун-та, 2019. — 112 с.

ISBN 978-5-7996-2607-5

Учебное пособие предназначено для студентов. В пособии рассмотрены основные функции устройств, которые преобразуют аналоговые сигналы с датчиков для их дальнейшей обработки. К таким устройствам относятся датчики, измерительные усилители, преобразователи ток — напряжение, фазоинверторы и повторители. Рассмотрены задания, соответствующие проектам по модулям «Измерительные преобразователи и усилительная техника» и «Элементы и устройства промышленной электроники»: выбор датчика для измерения физической величины, сопряжение измерительных устройств с датчиками, вопросы расчета каналов предварительного усиления.

Пособие может быть использовано в учебных целях в вузах физического, приборостроительного и электротехнического профилей.

Библиогр.: 16 назв. Рис. 45. Табл. 1. Прил. 2.

УДК 621.375-047.74(075.8)

ББК 32.846-2я73

ISBN 978-5-7996-2607-5

© Уральский федеральный университет, 2019

Сокращения

SMD	— Surface Mounted Device (электронный компонент для поверхностного монтажа)
АЧХ	— амплитудно-частотная характеристика
АЭУ	— аналоговое электронное устройство
ВАХ	— вольт-амперная характеристика
ВЧ	— высокие частоты
ГСТ	— генератор стабильного тока
ДК	— дифференциальный каскад
ДУ	— дифференциальный усилитель
ИИС	— информационно-измерительные системы
ИТУН	— источник тока, управляемый напряжением
КОСС	— коэффициент ослабления синфазного сигнала
КПД	— коэффициент полезного действия
МДП	— металл-диэлектрик-полупроводник
НП	— нагрузочная прямая
НЧ	— низкие частоты
ОИ	— общий исток
ОИ	— объект измерений
ОК	— общий коллектор
ООС	— отрицательная обратная связь
ОУ	— операционный усилитель
ОЭ	— общий эмиттер
ПК	— персональный компьютер
РДТ	— резистивный детектор
РТ	— рабочая точка
ССУ	— схемы сдвига уровня
СЧ	— средние частоты
ТЗ	— техническое задание
УПТ	— усилитель постоянного тока
ФИ	— фазоинвертор
ЭП	— эмиттерный повторитель

Введение

Важность электронных измерительных устройств обусловлена их повсеместным применением в быту, промышленности и науке. Мощным драйвером развития схемотехники таких приборов является активное внедрение автоматизации и роботизации производства, обусловленное возможностью снижения себестоимости продукции и, следовательно, повышением рентабельности коммерческих предприятий. Массовое внедрение сенсоров и электронных схем обработки измерительной информации предъявляет повышенные требования к надежности и воспроизводимости результатов. Однако и научные исследования, проводимые на современном мировом уровне, характеризуются максимально возможной точностью измерений. Особое значение аналоговые каскады обработки информации с датчиков приобретают в области неразрушающего контроля и диагностики, где пропуск одного дефекта из-за погрешности измерений может привести к катастрофическим последствиям. В такой ситуации в учебные планы многих направлений, связанных с электронной техникой, были введены междисциплинарные проекты по расчету блоков измерительно-информационных систем.

Любое электронное оборудование использует основные элементы схемы, такие как транзисторы, диоды и резисторы для управления потоком электрической энергии в целях осуществления связи, вычисления или автоматического управления. В таком случае поток энергии, используемый для передачи информации, называется сигналом. Системы, в которых напряжение или ток могут плавно изменяться в ограниченном диапазоне значений, называются аналоговыми. Основным видом аналоговых электронных схем являются усилительные каскады, широко используемые в измерительных приборах.

В настоящем пособии рассматриваются особенности проектирования цепей на основе дискретных компонентов, таких как транзисторы

и резисторы, обычно соединяемые медными проводниками на печатной плате. Дискретно-компонентная технология гораздо более распространена в аналоговых системах по сравнению с цифровыми, т. к. дублирование одинаковых элементов здесь встречается реже. Важнейшей характеристикой аналоговых компонентов является зависимость тока от напряжения или ВАХ. Такие характеристики даются либо графически, как в спецификации устройства, предоставленной производителем (т. н. *datasheet*), либо в виде математического уравнения, как в случае закона Ома для резистора. Если характеристика относится к взаимосвязи между постоянным током и постоянным напряжением, то она называется статической, а для переменного во времени тока и напряжения — динамической. В последнем случае также указывается соответствующая частота переменного тока и напряжения.

В приведенном материале авторы использовали современные измерительные преобразователи и электронные компоненты, доступные на рынке. Используя новые и разнообразные технологии, такие компании, как Toshiba, Texas Instruments, Philips Semiconductors и Maxim Integrated Products, производят линейные устройства со спецификациями, значительно превышающими спецификации трех- или четырехлетней давности. Для студентов существенный практический интерес представляет то, что основные этапы проектирования электронных устройств рассмотрены на примерах реализации конкретных технических заданий (ТЗ).

Анализ схемы состоит в прогнозировании напряжений и токов в цепи в ответ на входной сигнал. В статическом анализе входная величина, такая как напряжение источника питания, используемого для возбуждения цепи, не изменяется со временем, а уровни напряжения и тока в цепи будут постоянными. В большинстве приложений это изменение напряжений и токов со временем или частотой, представляющее главный интерес, называется ответным сигналом во временной области и частотным откликом соответственно; определение такого отклика составляет предмет динамического анализа.

В общем виде разработка электронного устройства включает в себя основные стадии проектирования, предусмотренные ГОСТ 2.103–68: анализ технического задания (ТЗ), разработку технического предложения, эскизное и техническое проектирование. Перечень работ и документов, выполняемых на каждой стадии проектирования, представлены ниже.

Содержание этапов проектирования

Этап проектирования	Перечень работ	Документ с результатами работ
Техническое предложение		
Системотехнический	1. Изучение литературы 2. Анализ ТЗ 3. Разработка структурной схемы	Пояснительная записка Пояснительная записка Структурная схема
Схемотехнический	4. Выбор элементной базы	Пояснительная записка
Эскизный проект		
Схемотехнический	5. Разработка принципиальной схемы 6. Составление полной принципиальной схемы 7. Расчет номиналов элементов схемы, составление перечня элементов	Пояснительная записка Пояснительная записка Принципиальная схема
Конструкторский	8. Разработка печатной платы 9. Компоновка устройства 10. Разработка таблицы составных частей изделия	Чертежи платы Чертеж общего вида Принципиальная схема

Каждый этап содержит последовательное осуществление процедур синтеза, расчета, анализа и оптимизации, причем проектирование всегда носит итерационный характер, т. е. приходится неоднократно возвращаться к предыдущим этапам, если технические требования не удовлетворены.

По дисциплинам «Физические основы получения информации», «Электроника и электротехника», «Проектирование аналоговых электронных устройств», преподаваемых студентам УрФУ, предусмотрено выполнение междисциплинарных проектов. В прил. 1 приводятся требования к оформлению пояснительной записки и графической документации в соответствии с требованиями стандарта предприятия.

1. Датчики и предварительные усилители-преобразователи

Все большее значение приобретает измерение величин, меняющихся во времени. Это вызвано растущей потребностью автоматизации комплексных процессов в самых различных областях техники. Наряду с этим, возникает задача измерения одновременно большого количества величин с дальнейшей передачей их к единому, часто централизованному месту обработки, которая производится автоматизировано за счет применения микропроцессоров.

Развитие измерительных информационных систем (ИИС) связано с автоматизацией процесса измерения. Значительная часть анализа результатов измерения, проводившегося до сих пор человеком, начинает производиться самим измерительным устройством. Принцип такого измерения показан на рис. 1.1: за измерительным первичным преобразователем следует промежуточный преобразователь, после которого измеряемая величина нужным образом обрабатывается в специальном вычислительном устройстве, иногда с привлечением информации, хранящейся в накопителе, и выдается в соответствующем виде из выходного устройства (например, дисплея). Такую систему можно рассматривать как ИИС.

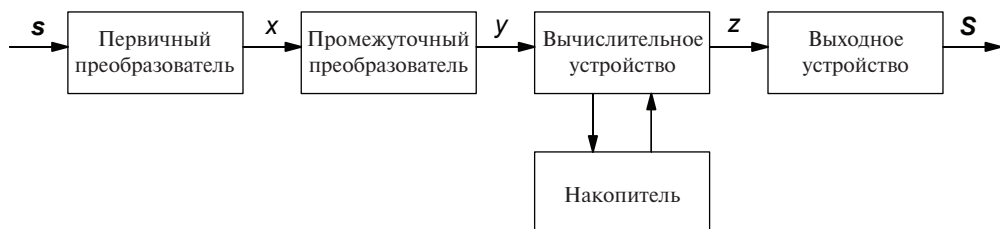


Рис. 1.1. Принципиальная схема автоматической обработки измерительной информации

ИИС подобного рода играют большую роль в современных процессах автоматизации, причем достигаемая точность автоматизации существенным образом зависит от погрешностей измерения.

В настоящей главе рассмотрены обобщенные характеристики измерительных преобразователей (датчиков), даны рекомендации по выбору модели измерительного преобразователя, необходимые сведения о схемах сопряжения датчиков различных типов с усилительной аппаратурой, а также приведен пример расчета схемы включения для датчика давления.

1.1. Обобщенные характеристики датчиков

Может потребоваться несколько этапов преобразований, прежде чем входной сигнал, поступающий на датчик, превратится в выходной электрический сигнал. Каждый измерительный преобразователь характеризуется входными и выходными характеристиками, а также передаточным соотношением, связывающим входные и выходные сигналы. В этой связи будут кратко рассмотрены основные характеристики датчиков вне зависимости от их физической природы и количества необходимых промежуточных этапов преобразований. При этом датчики будут представлены в виде черных ящиков, где важными будут только соотношения между сигналами на их входах и выходах.

1.1.1. Передаточная функция

Для каждого датчика можно вывести идеальное или теоретическое соотношение, связывающее сигналы на его входе и выходе. Сигнал на выходе идеального датчика всегда соответствует реальному значению внешнего воздействия. Выведенное идеальное соотношение между входным и выходным сигналом можно выразить в виде либо таблицы, либо графика, либо математического выражения. Это теоретическое выражение часто называют передаточной функцией. Передаточная функция устанавливает взаимосвязь между выходным электрическим сигналом датчика S и внешним воздействием s

$$S = f(s).$$

Эта функция может быть как линейной, так и нелинейной (например, логарифмической, экспоненциальной или степенной). Для простоты математической обработки результатов измерений, производители датчиков стараются обеспечить максимальную линейность передаточной характеристики. Однако, при осуществлении косвенных измерений, реальная функция может оказаться существенно нелинейной. Например, при измерении расстояния до магнита с помощью линейного аналогового датчика Холла, зависимость выходного напряжения от расстояния является гиперболической. В большинстве случаев передаточная функция является одномерной, т. е. связывает выходной сигнал только с одним внешним воздействием.

Датчик может иметь передаточную функцию, которую невозможно описать простыми функциями. В таких случаях применяются полиномиальные аппроксимации более высоких порядков. Для нелинейных передаточных функций чувствительность b не является константой. Для каждого конкретного значения входного сигнала s_0 ее можно определить в виде

$$b = \frac{dS(s_0)}{ds}.$$

Во многих случаях нелинейные датчики могут считаться линейными в ограниченном диапазоне значений. Для более широкого диапазона значений нелинейная передаточная функция представляется в виде отрезков нескольких прямых линий — так называемая кусочно-линейная аппроксимация. Для того чтобы определить, может ли данная передаточная функция быть представлена в виде линейной зависимости, наблюдают за изменением выходных сигналов в линейной и реальной моделях при постепенном увеличении входного сигнала. Если разность сигналов не выходит за допустимые пределы, передаточную функцию данного датчика можно считать линейной.

Следует отметить, что, как правило, передаточные функции представляются в виде зависимости «выход от входа» $S(s)$. Однако, когда датчик используется для количественного определения внешнего воздействия, необходимо получить инверсную зависимость «вход от выхода» $s(S)$. При линейной передаточной функции получить обратную зависимость несложно. Но, в присутствии в системе нелинейностей, эта задача сильно усложняется и часто не удается получить аналитическое выражение, пригодное для вычислений. В таком случае снова привлекаются аппроксимационные методы.

1.1.2. Диапазон измеряемых значений

Динамический диапазон внешних воздействий (максимальный входной сигнал), который датчик может воспринять, называется диапазоном измеряемых значений (s_{\max} на рис. 1.2). Эта величина показывает максимально возможное значение входного сигнала, которое датчик может преобразовать в электрический сигнал, не выходя за пределы допустимых погрешностей.

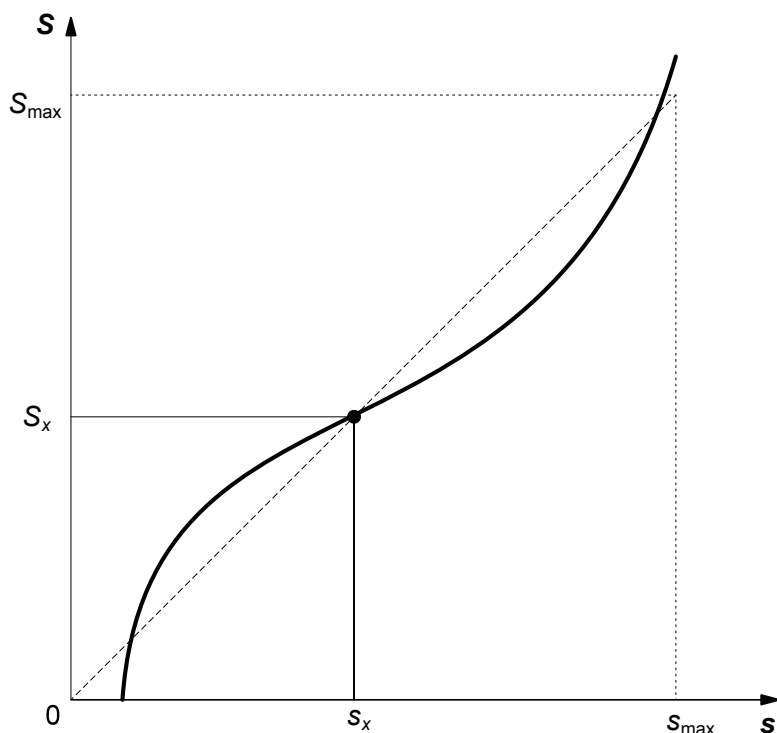


Рис. 1.2. Передаточная функция измерительного преобразователя: идеальная (пунктир) и реальная (сплошная линия)

Для датчиков с очень широкой и нелинейной амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) динамический диапазон внешних воздействий часто выражается в децибелах, которые являются логарифмической мерой отношений либо мощности, либо напряжений. Децибелы выражают не абсолютные значения, а только отношение величин. Сигналы, отображенные в логарифмическом виде, имеют гораздо меньшие значения, чем исходные, что на практике бывает очень удобно.

Поскольку логарифмическая шкала является нелинейной, сигналы низкого уровня в ней представляются с большим разрешением, тогда как сигналы высокого уровня претерпевают большее сжатие.

1.1.3. Диапазон выходных значений

Диапазон выходных значений — алгебраическая разность между электрическими выходными сигналами, измеренными при максимальном и минимальном внешнем воздействии. В эту величину должны входить все возможные отклонения от идеальной передаточной функции. На рис. 1.2 величина S_{\max} отображает диапазон выходных значений.

На рис. 1.2 пунктиром показана идеальная, или теоретическая, передаточная функция. Сплошной линией на рисунке выделена одна из реальных передаточных функций, которые не обязательно являются линейными и монотонными. Реальная функция почти никогда не совпадает с идеальной. В реальной жизни любой датчик обладает теми или иными недостатками. Даже когда датчики изготавливаются в идентичных условиях, из-за разницы в материалах, в мастерстве работников, ошибок разработчиков, производственных допусков и т. п., их передаточные функции будут отличаться друг от друга. Однако все они не должны выходить за пределы зоны, лежащей в границах предельно допустимых погрешностей, которые находятся от линии идеальной передаточной функции на расстоянии $(\pm\Delta)$.

На точность датчиков влияют такие характеристики, как гистерезис, мертвая зона, параметры калибровки, повторяемость датчиков от партии к партии и воспроизводимость погрешностей, которые не будут рассмотрены в данном пособии. Предельно допустимые погрешности обычно соответствуют самым худшим рабочим характеристикам датчиков. На практике пределы допустимых погрешностей устанавливаются не вокруг идеальной передаточной функции, а относительно калибровочной кривой. Допустимые пределы становятся меньше, если они не включают в себя погрешности, связанные с различиями датчиков от партии к партии, а также когда они относятся только к одному специально откалиброванному датчику. Все это повышает точность измерений, однако значительно повышает и стоимость, из-за чего во многих ситуациях эти методы не могут быть применены.

1.2. Подбор датчика для измерения физической величины

Часто возникает задача измерения физической характеристики объекта измерений (ОИ) в определенном диапазоне ее значений и заданных условиях окружающей среды. При выборе подходящего измерительного преобразователя необходимо в первую очередь учитывать следующие факторы:

- конструктивные особенности ОИ;
- диапазон измеряемой величины;
- требуемую точность измерений;
- удобство согласования выходного сигнала датчика с измерительной аппаратурой;
- доступность и стоимость преобразователя.

Рассмотрим пример технического задания (ТЗ) на измерение: необходимо измерить температуру объекта внутри герметичной полости криостата с жидким азотом в диапазоне 77–100 К. Погрешность измерений не должна превышать 0,1 К. Выходным сигналом датчика должно быть электрическое напряжение.

Измерение температуры может осуществляться контактным или бесконтактным (пирометрическим) способом. В связи с конструктивными особенностями замкнутой непрозрачной полости криостата, пирометрический метод не применим. К наиболее популярным и доступным контактным датчикам температуры относятся металлические резистивные детекторы (РДТ), термисторы и термопары. РДТ хорошо подходят для высокотемпературных измерений и не обладают достаточной чувствительностью в приложенном диапазоне температур.

Термисторы могут использоваться при температуре жидкого азота, обеспечивают высокое соотношение сигнал — шум, однако имеют несколько недостатков. Их выходной величиной является электрическое сопротивление, которое нужно преобразовывать в напряжение схемотехнически, с подачей внешнего питания. Корпусы и выводы терморезистора не предназначены для работы в жидкой среде. Принципиально нелинейная передаточная характеристика описывается сложными математическими моделями, что затрудняет обработку данных на простых микроконтроллерах.

Термопара является датчиком с выходом по напряжению, область применения которого зависит от типа соединяемых металлов. К при-

меру, пара медь — константан (тип Т согласно международной классификации) может быть использована в окислительной, восстановительной, инертной среде или в вакууме при температурах от абсолютного нуля до 873 К. Передаточная характеристика такой термопары приведена на рис. 1.3.

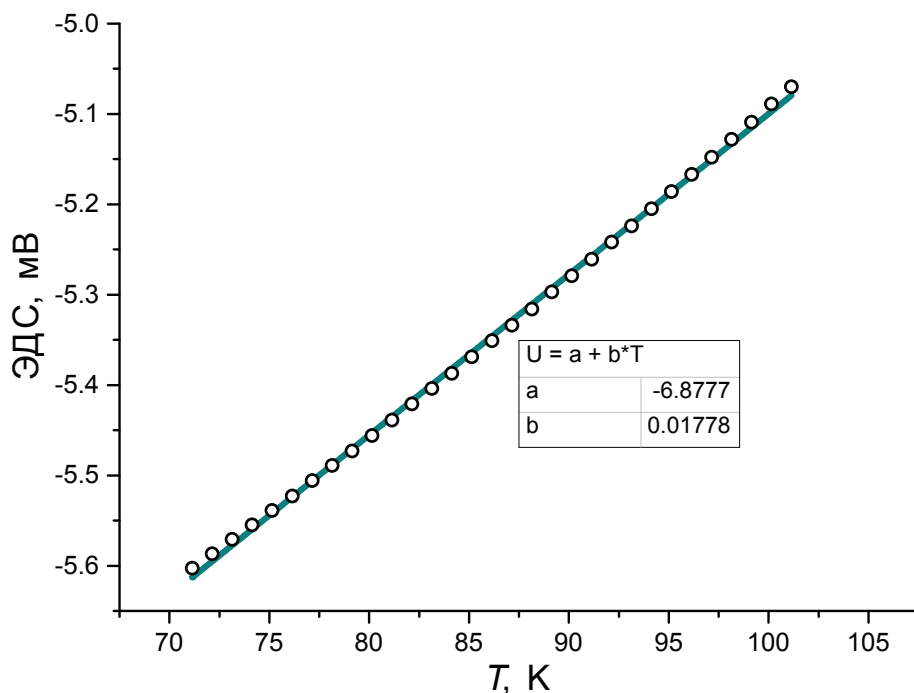


Рис. 1.3. Передаточная характеристика термопары медь — константан для температуры холодного спая 273,15 К

Достоинством передаточной функции термопары типа Т является ее линейность в заданном диапазоне. При изменении температуры 77–100 К выходное напряжение варьируется в пределах $-5,6 \dots -5,1$ мВ. Как показано на рис. 1.3, характеристика датчика U , мВ, хорошо описывается линейным уравнением

$$U(\text{мВ}) = 17,78T(\text{К}) - 6,877\ 76.$$

Погрешность определения температуры, связанная с линейной аппроксимацией, не превышает 0,01 К, а итоговая ошибка будет определяться характеристиками усилительной схемы. Таким образом, техническое задание может быть выполнено с использованием термопары

T-типа при условии использования прецизионного малошумящего усилителя. Дополнительным достоинством датчика может служить дешевизна и широкая доступность вкупе с возможностью самостоятельного изготовления.

1.3. Согласование датчиков с усилительной аппаратурой

Схема соединения преобразователей с усилительной аппаратурой и устройством цифровой обработки сигналов имеет важнейшее значение для обеспечения точности измерений. Инженер должен осознавать различия между преобразователями, аккуратно адаптировать схему сопряжения для конкретного устройства. При создании измерительных систем приходится решать также проблему наличия шумов, взаимного влияния преобразователей и других блоков систем друг на друга. Для каждого типа выходной электрической величины датчика (напряжение, ток, сопротивление, реже емкость или индуктивность) разработаны специальные схемы сопряжения преобразователя и усилительных каскадов. Последующие параграфы содержат обзор базовых схем для подключения преобразователей каждого типа к усилителю напряжения.

1.3.1. Датчики с выходом по напряжению и по току

Наиболее простыми в подключении являются преобразователи с выходом по напряжению и току. Первые из них подключаются без использования дополнительных каскадов с учетом электрического импеданса. Выходной импеданс Z_{out} является характеристикой, указывающей, насколько легко датчик согласовывается с электронной схемой. Сопротивление, соответствующее выходному импедансу датчика, подключается параллельно сопротивлению, характеризующему входной импеданс электронной схемы (потенциальное соединение) или последовательно с ним (токовое соединение). Обычно входные и выходные импедансы представляются в комплексном виде, поскольку они, как правило, включают в себя активные и реактивные компоненты. Для минимизации искажений выходного сигнала, датчик с токовым вы-

ходом должен иметь максимально возможный выходной импеданс, а электронная схема — минимальный входной импеданс. В случае потенциального соединения датчику следует иметь низкий выходной импеданс, а интерфейсной схеме — высокий входной.

1.3.2. Преобразователи ток — напряжение

Для токовых датчиков подключение к усилителю напряжения требует дополнительного преобразования ток — напряжение. Показанное на рис. 1.4 простое устройство в виде резистора применяется для измерения токов на входе каскада или блока. Измеряемый ток пропускается через образцовый резистор, а затем измеряется падение напряжения на этом резисторе, т. о. применяется обычный закон Ома.

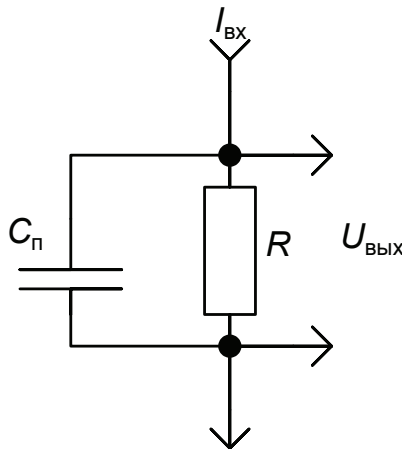


Рис. 1.4. Простой преобразователь тока в напряжение

Этот способ пригоден для токов практически любой величины, но лучше использовать для измерения относительно больших сигналов (более 1 мкА). При измерении токов меньшей силы возникают трудности, т. к. при этом понадобятся резисторы больших номиналов (которые генерируют значительный шум) и малошумящие усилители с малыми входными токами. Если попытаться данным способом измерить очень малые токи, потребуется усилитель с высоким входным сопротивлением. Кроме того, паразитная емкость, параллельная резистору R , уменьшает ширину полосы пропускания.

В зависимости от ситуации, усилитель может быть как дифференциальным, так и униполярным. Усилитель второго типа применяется в случае, если один из выводов резистора R заземлен. Для измерения больших токов лучше использовать дифференциальный усилитель, т. к. при этом можно уменьшить погрешность, связанную с падением напряжения на общем проводе, вызванную протеканием измеряемого тока. Кроме того, используя дифференциальный усилитель, резистор R можно включить в любой точке токовой цепи, а не только в заземленной.

При больших токах, для повышения точности, лучше использовать четырехвыводной резистор. У таких резисторов имеются два вывода для измеряемого тока и два измерительных вывода, причем последние подключаются непосредственно к образцовому резистивному элементу. В этих резисторах, широко применяемых для точных измерений, переходные сопротивления и сопротивления монтажных проводов не вносят дополнительных погрешностей, поскольку измеряется падение напряжения только на образцовом измерительном резисторе.

В целях дополнительной развязки между датчиком и усилительной схемой, в качестве преобразователя ток — напряжение можно использовать каскад с общей базой на биполярном транзисторе (рис. 1.5). К преимуществам такой схемы можно отнести и хорошие частотные свойства, и низкое входное сопротивление, хорошо согласующееся с волновым сопротивлением кабеля при передаче сигнала на большие расстояния.

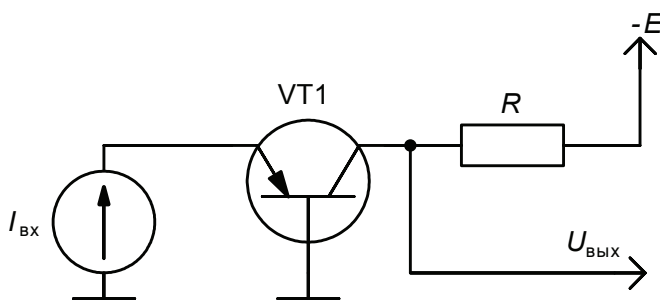


Рис. 1.5. Преобразователь тока в напряжение на биполярном транзисторе

В такой схеме допустимый ток коллектора транзистора должен превышать максимальный выходной ток датчика, а сопротивление $R1$ рассчитывается по закону Ома

$$R1 = \frac{U_{\text{ВЫХ}} - E}{I_{\text{ВХ}}},$$

где $-E$ — отрицательное питание каскада.

Желательно выбирать транзисторы с высокими значениями коэффициента передачи тока базы β , т. к. с его ростом уменьшается разница эмиттерного (входного) и коллекторного (выходного) токов.

Более сложный вариант схемы преобразователя ток — напряжение предусматривает использование операционного усилителя (ОУ) с инвертирующим входом. Большой собственный коэффициент усиления ОУ приводит к тому, что при наличии ООС напряжение между его входами близко к нулю. Как следствие, при заземлении неинвертирующего входа (рис. 1.6, а), инвертирующий вход становится виртуальной землей, поэтому протекающий через резистор $R_{\text{ОС}}$ ток равен входному. Следовательно, выходное напряжение определяется из соотношения $U_{\text{ВЫХ}} = -R_{\text{ОС}} I_{\text{ВХ}}$. Показанная на рис. 1.6, а схема хорошо подходит для измерения малых токов — от десятков миллиампер и менее, вплоть до долей пикоампера. Верхний предел тока ограничивается выходным током ОУ. Недостаток схемы состоит в том, что ее нельзя включать в произвольной точке контура с током, т. к. в этом случае входной ток должен замыкаться на землю.

Коэффициент преобразования схемы определяется из выражения

$$K_I = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}} = \frac{-R_{\text{ОС}}}{1 + \frac{R_{\text{ЭКВ}} + R_{\text{ОС}}}{K_{\text{ОУ}} R_{\text{ЭКВ}}}} \approx -R_{\text{ОС}},$$

где $K_{\text{ОУ}}$ — коэффициент усиления ОУ без обратной связи и $R_{\text{ЭКВ}}$ — эквивалентное сопротивление между входом ОУ и землей, включающее в себя сопротивление источника тока и дифференциальное входное сопротивление ОУ.

Входное сопротивление

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{R_{\text{ОС}} R_{\text{ЭКВ}}}{R_{\text{ОС}} + (K_{\text{ОУ}} + 1) R_{\text{ЭКВ}}} \approx \frac{R_{\text{ОС}}}{1 + K_{\text{ОУ}}} \quad (\text{при } K_{\text{ОУ}} R_{\text{ЭКВ}} \gg R_{\text{ОС}}).$$

Нижний предел измеряемого тока определяется входным напряжением смещения, входными токами ОУ и их дрейфами.

На рис. 1.6, б показана схема преобразователя ток — напряжение, используемого для преобразования сигнала с фотодиода. При таком включении повышается быстродействие фотодиода, поскольку ис-

ключается влияние его собственной емкости за счет того, что он работает на очень низкоомную нагрузку.

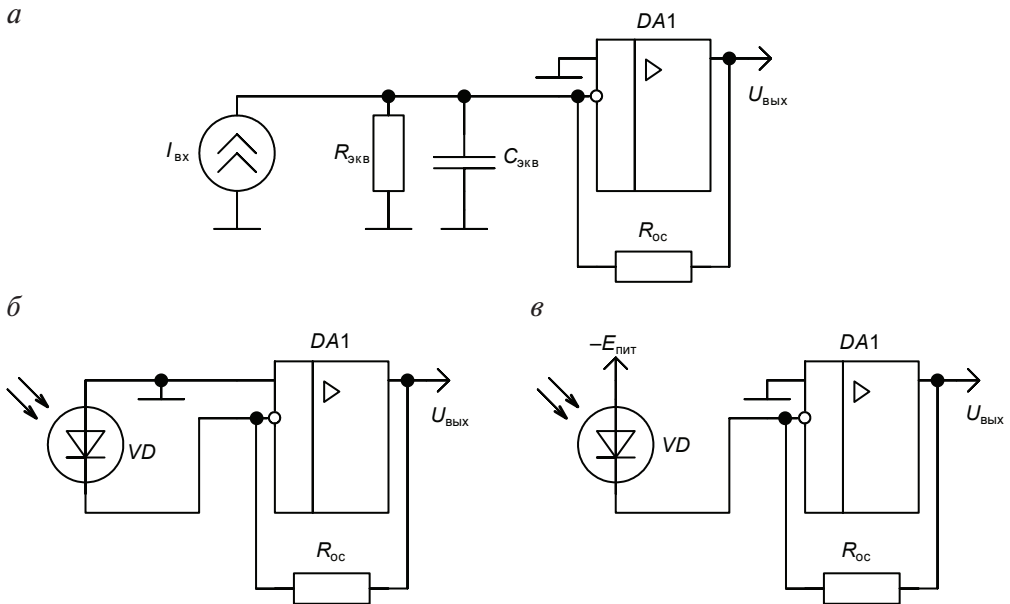


Рис. 1.6. Преобразователь тока в напряжение на ОУ с виртуальной землей (а) и схемы включения фотодиода с преобразователем (б, в)

Емкость фотодиода не определяет частотную характеристику непосредственно схемы. Эта характеристика определяется сопротивлением резистора обратной связи и проходной емкостью операционного усилителя, поэтому для получения максимальной ширины частотной характеристики, верхняя граница которой ограничена частотной характеристикой самого ОУ, необходимо уменьшать сопротивление резистора обратной связи.

Нужно учитывать, что емкость фотодиода оказывает существенное воздействие на спектральную плотность шума. На частотах, при которых емкостная составляющая полного сопротивления фотодиода становится меньше полного сопротивления обратной связи, наблюдается рост напряжения. Скорость роста зависит от соотношения между уровнем шума на входе операционного усилителя, уровнем шума фотодиода и шумовым сопротивлением резистора обратной связи. Для уменьшения шумового напряжения, резистор обратной связи шунтируется емкостью. Уменьшение сопротивления нагруз-

ки для источника тока позволяет также повысить линейность световой характеристики.

Сигнальный ток фотодиода пропорционален освещенности E и интегральной чувствительности фотодиода S

$$I_{\text{ф}} = ES,$$

тогда выходное напряжение схемы будет

$$U_{\text{вых}} = I_{\text{ф}} R_{\text{OC}} = ESR_{\text{OC}}.$$

Преимуществом схемы является то, что при изменении сопротивления резистора обратной связи R_{OC} от сотен омов до нескольких мегаомов можно измерять освещенность, отличающуюся в сотни тысяч раз. Включение фотодиода в фотогальваническом режиме (без напряжения смещения) на низкоомную нагрузку (рис. 1.6, б) уменьшает температурный коэффициент интегральной чувствительности. Еще одно достоинство такого включения — отсутствие темнового тока, что особенно важно в случае гальванической связи с последующими каскадами при измерении непрерывных световых потоков.

При измерении переменных (модулированных) световых потоков и емкостной связи с последующими каскадами используется схема, приведенная на рис. 1.6, в, в которой фотодиод включен со смещением. В этом случае снижается емкость и увеличивается интегральная чувствительность фотодиода, но появляется темновой ток фотодиода, который сильно зависит от температуры.

1.3.3. Включение резистивных датчиков

Большинство принципов обеспечения совместимости измерительных преобразователей можно понять, рассмотрев в качестве примера резистивные преобразователи. Их сопротивление изменяется при варьировании измеряемой величины. Обычно интерфейсная схема применяется для того, чтобы преобразовать изменение сопротивления к изменению напряжения, т. к. выходное напряжение схемы является входным сигналом для усилителя.

Известно множество способов преобразования сопротивления в напряжение. Простейшей схемой для этого является делитель напряже-

ния (рис. 1.7, а), в котором сопротивление преобразователя R_s включается последовательно с другим сопротивлением $R1$ и напряжением возбуждения $U_{пит}$. Выходное напряжение $U_{вых}$ изменяется при варьировании сопротивления преобразователя в соответствии с известной формулой делителя напряжения

$$U_{вых} = U_{пит} \frac{R1}{R1 + R_s}$$

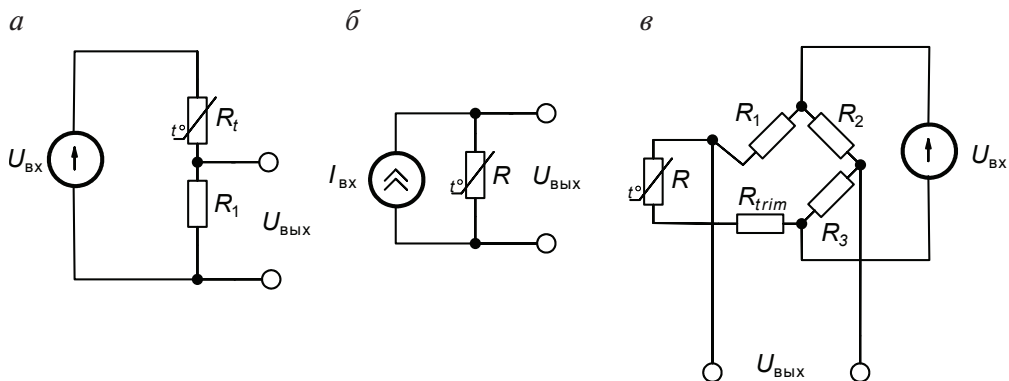


Рис. 1.7. Различные способы сопряжения резистивного преобразователя на основе превращения изменения сопротивления в изменение напряжения

Когда изменяющееся сопротивление преобразователя вызывает изменение нагрузки источника возбуждающего напряжения, для обеспечения возбуждения предпочтительнее использовать источник постоянного тока. Действительно, если применяется источник постоянного тока, то в схему не нужно включать последовательное сопротивление: напряжение, генерируемое на сопротивлении преобразователя, можно измерить непосредственно (рис. 1.7, б).

Наиболее распространенным способом соединения резистивных преобразователей с измерительной системой является применение несбалансированного моста (рис. 1.7, в), при котором сопротивление прибора образует одно из плеч моста Уитстона. Если преобразователь имеет больше одного чувствительного элемента, то в идеальном случае их следует также соединить в мостовую схему. Обычно последовательно с преобразователем включается подстроечный резистор R_{trim} , чтобы мост можно было сбалансировать в любой точке (скажем, в точке наименьшего сопротивления) диапазона изменения измеряемой величины.

Выходное напряжение схемы будет

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{пит}} \left(\frac{R3}{R3 + R_s + R_{\text{trim}}} - \frac{R1}{R1 + R3} \right).$$

Такая схема называется тензометрическим мостом, поскольку она часто используется вместе с тензометрическими преобразователями. Как правило, в мостовую схему включаются один, два или даже четыре чувствительных элемента одного и того же преобразователя.

Существуют также специальные, более сложные мостовые схемы сопряжения, например, мост Шеринга, который используется для точного измерения малых сопротивлений и включает в себя шесть резисторов помимо измеряемого.

1.4. Расчет схемы сопряжения для датчика с токовым выходом

Согласно заданию пусть для дистанционного измерения давления используется датчик А-10 компании WIKA со стандартным токовым выходом в диапазоне 4–20 мА. Необходимо провести расчет схемы и подтвердить ее работоспособность методом моделирования работы цепи. Подобный диапазон встречается во многих датчиках с внешним питанием и так называемой «токовой петлей». Использование токового интерфейса позволяет передавать сигнал без потерь на большие расстояния. При этом на вход усилительного каскада требуется подать напряжение в диапазоне 0–0,5 В. Для питания датчика необходимо использовать напряжение, указанное в паспорте, в данном случае +24 В. Преобразование смещенного диапазона тока 4–20 мА в несмещенный интервал напряжений 0–0,5 В можно разбить на два этапа.

На первом этапе из входного тока нужно вычесть постоянный ток равный 4 мА. Для такой цели можно использовать простейший источник тока с автосмещением на полевом транзисторе. Учитывая положительную полярность питания датчика, выберем n -канальный транзистор с управляющим p - n переходом и допустимым током стока более 4 мА. Подбор подходящего по справочным параметрам полевого транзистора осуществляется согласно рекомендациям подгл. 4.1 настоящего

пособия. Повышенных частотных требований к транзистору не предъявляется в связи с низкой скоростью изменения давления. Указанным параметрам удовлетворяет большое количество транзисторов. Из соображений удобства численной проверки работы схемы, выберем транзистор Toshiba 2SK364 [4], входящий в базу данных пакета NI Multisim. Выходная характеристика транзистора приведена на рис. 1.8.

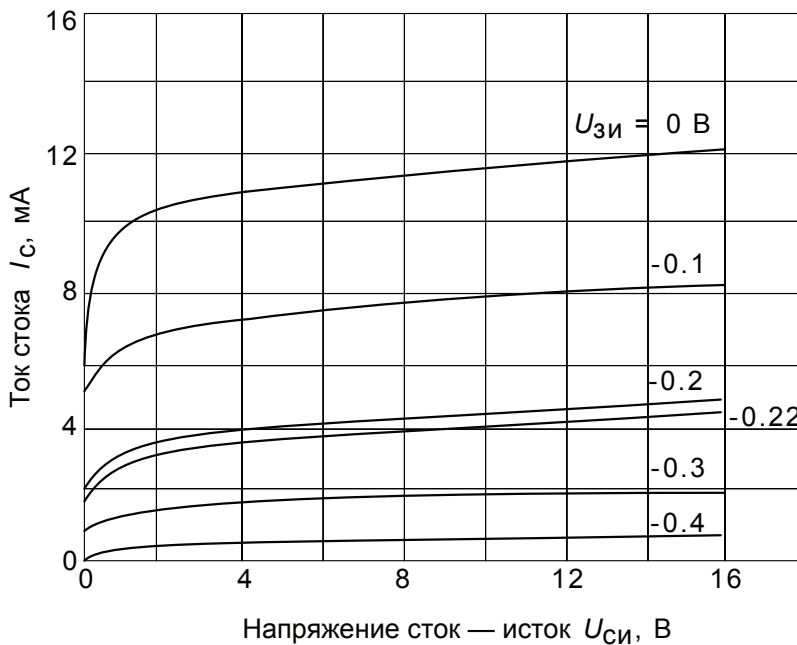


Рис. 1.8. Статическая выходная характеристика транзистора 2SK364

Для питания источника тока удобно использовать напряжение -15 В, необходимое для операционного усилителя. Оно входит в ряд стандартных напряжений ($3,3$ В; ± 5 В; ± 12 В; ± 15 В), повсеместно используемых в источниках питания. Соотношение параметров транзистора в схеме, изображенной на рис. 1.9, описывается выражением

$$U_{зи} = U_{R1} = I_c \cdot R1.$$

Зная требуемый ток стока 4 мА, можно найти из выходной характеристики (рис. 1.8) соответствующее напряжение затвор — исток $0,22$ В, а затем рассчитать по закону Ома $R1 = 55$ Ом. Ввиду неизбежного разброса номиналов резисторов, для точной подстройки тока стока можно заменить резистор $R1$ на постоянное сопротивление из ряда E24

с погрешностью 5% и переменный резистор 10 Ом (также выбранный из ряда E24). Таким образом, $R1_{const} = 51$ Ом, $R1_{var} = 10$ Ом. Пример подбора резисторов с указанными номиналами приведен в подгл. 4.2.

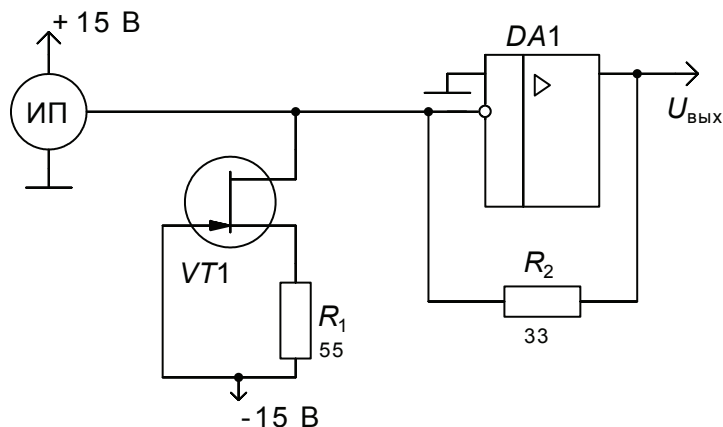


Рис. 1.9. Схема преобразования для датчика с токовым выходом

Второй этап расчета должен обеспечить преобразование тока в напряжение. Для данной цели выберем схему преобразователя на недорогом операционном усилителе МС1458 [5]. Основным требованием к микросхеме ОУ в данном случае является большая величина допустимого выходного тока. Поскольку входной ток операционного усилителя близок к нулю, ток датчика, уменьшенный нами на 4 мА, будет протекать через резистор $R2$ и далее на землю через выход ОУ. Поэтому предельный выходной ток усилителя (25 мА для МС1458) должен с запасом превышать максимальный ток через $R2$, т. е. 16 мА.

Как показано в п. 1.2.2, коэффициент преобразования тока в напряжение примерно равен сопротивлению обратной связи. Для получения выходного напряжения 0,5 В при токе 16 мА нужно использовать сопротивление $R2 = 31,25$ Ом. Из ряда E24 можно выбрать номинал 30 или 33 Ом. При необходимости точной подстройки следует заменить резистор $R2$ на пару из постоянного 27 Ом и переменного 10 Ом.

В случае если полный диапазон датчика не используется, а его выходной ток не превышает, например, 12 мА, необходимо пропорционально увеличить сопротивление обратной связи $R2$ до 60 Ом. Следует отметить, что, при включении операционного усилителя с инвертирующим входом и вытекающим из датчика и втекающим в разрабатываемый преобразователь ток, напряжение на выходе схемы

оказывается отрицательным. Факт инвертирования сигнала с датчика необходимо учитывать при проектировании усилительной схемы, например, используя левое инвертирующее плечо дифференциального усилителя.

В целях проверки работоспособности предложенной схемы было проведено моделирование в пакете National Instruments Multisim. Собранная в пакете схема представлена на рис. 1.10. Сопротивление $R1$ было заменено переменным для точной подстройки нулевого уровня.

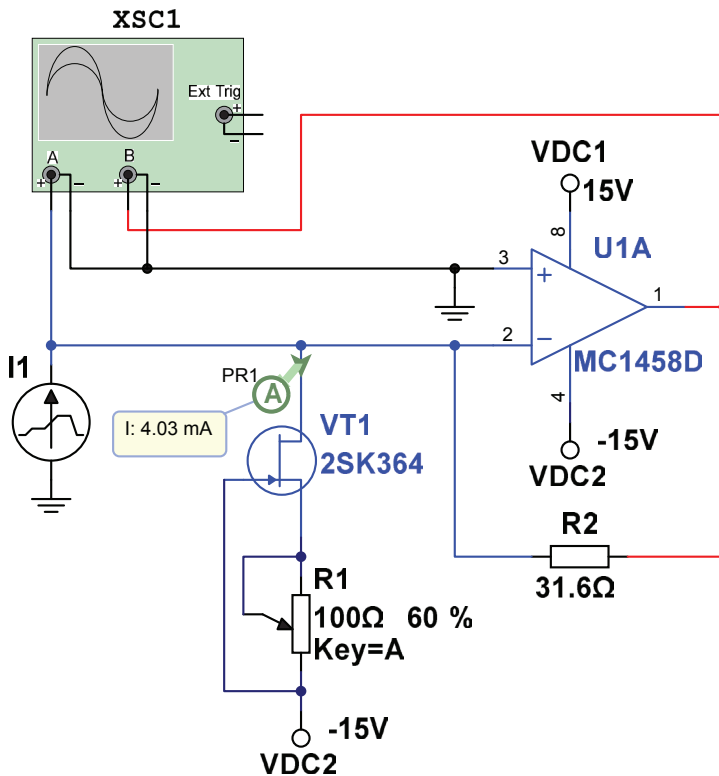


Рис. 1.10. Модель схемы преобразования в пакете NI Multisim

Источник тока $I1$ выдает линейно изменяющийся ток в диапазоне 4–20 мА. Результаты моделирования показаны на осциллограмме рис. 1.11, где пилообразная линия соответствует выходному напряжению, пропорциональному току датчика. Для компенсации смещения пришлось увеличить сопротивление $R1$ до 60 Ом, что связано с особенностями модели транзистора в программе. В целом результаты симуляции подтверждают справедливость первоначального расчета схемы.

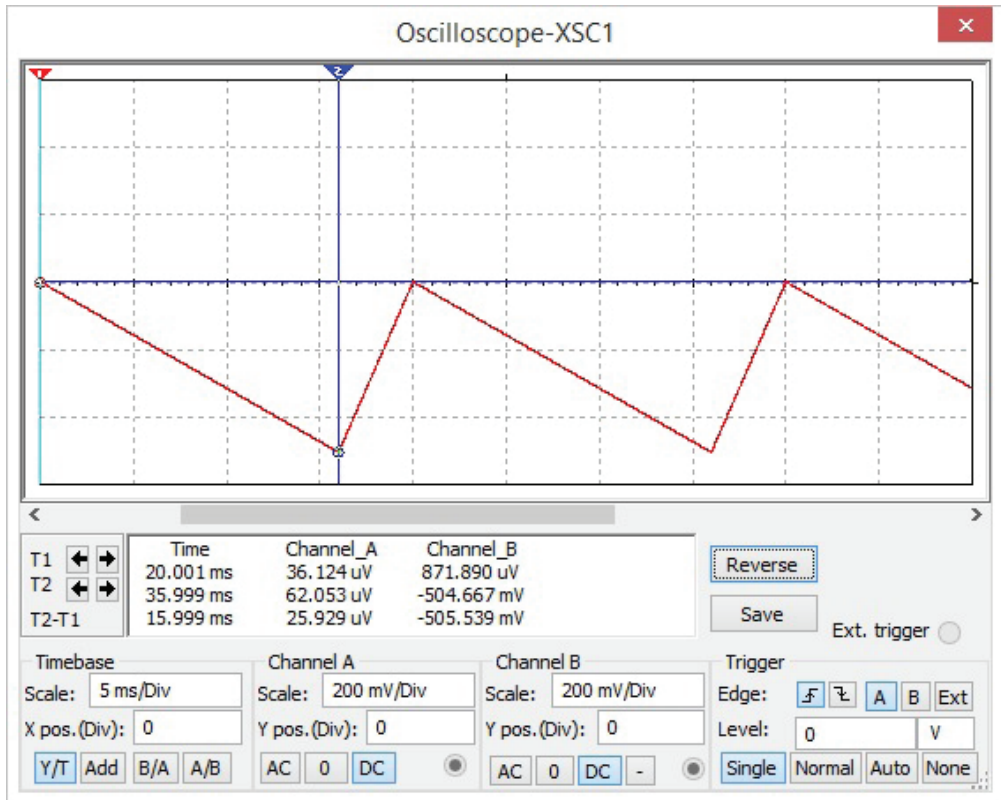


Рис. 1.11. Осциллограмма работы схемы для пилообразного входного тока в диапазоне 4–20 мА

2. Двухкаскадный усилитель с симметричным выходом

Из представленной выше блок-схемы информационной измерительной системы (см. рис. 1.1) видно, что за измерительным первичным преобразователем следует промежуточный преобразователь (интерфейсная схема), или, как его еще называют, аналоговое электронное устройство (АЭУ). Основное назначение АЭУ заключается в усилении сигнала с датчика по мощности и согласование по сопротивлению блоков измерительной системы для последующей передачи полезной информации в вычислительное устройство или устройство визуализации.

Как правило, АЭУ являются многокаскадными по причине невозможности построения качественных однокаскадных усилителей с высоким коэффициентом усиления, большим динамическим диапазоном, широкой полосой пропускания сигнала и требуемым выходным сопротивлением. В этой связи возникает необходимость в расчете типовых одиночных каскадов усиления и согласования сигнала, а также способов их комбинирования для создания многокаскадных усилителей, отвечающих требованиям ТЗ. Такими типовыми каскадами являются каскады с общим эмиттером (ОЭ) и дифференциальный усилительный (ДУ) каскад, а также каскады согласования сигнала: фазоинвертор (ФИ) и эмиттерный повторитель (ЭП). Далее рассмотрим методологию расчета указанных каскадов и их комбинаций на примере двухкаскадных усилителей на базе каскадов с ОЭ и ФИ, а также ДУ и ЭП для создания независимых измерительных каналов, работающих на симметричную и низкоомную нагрузку соответственно.

2.1. Усилительный каскад с общим эмиттером

Усилительный каскад на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером, является одним из наиболее распространенных в предусилителях схем. Это обусловлено тем, что только при таком включении транзистора входной сигнал усиливается как по току, так и по напряжению и, как следствие, достигается наибольший коэффициент усиления по мощности. Однако же каскад с ОЭ в большей степени подвержен влиянию внешних факторов: нестабильности напряжения питания, температуры окружающей среды и др. Для компенсации температурной зависимости, в схемах зачастую используют смещение фиксированным напряжением на базе и (или) эмиттерную термостабилизацию (рис. 2.1). Далее выполним расчет данной схемы по постоянному и переменному току.

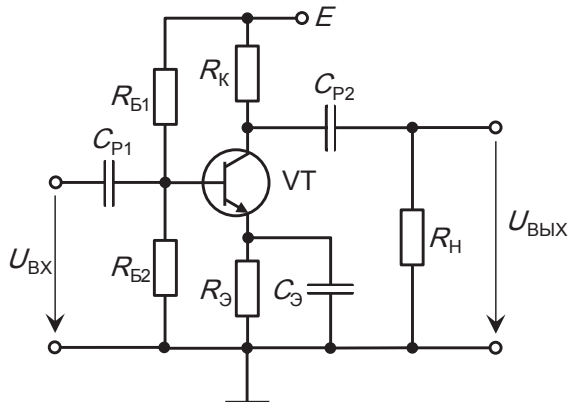


Рис. 2.1. Принципиальная электрическая схема каскада усиления с ОЭ

2.1.1. Расчет по постоянному току

Режим работы усилительного каскада определяется значениями токов и напряжений, действующих на входе и выходе транзистора в отсутствие входного сигнала. Для каскада с ОЭ такими характеристиками со стороны входа транзистора являются постоянный ток базы $I_{Б0}$ и постоянное напряжение смещения эмиттерного перехода $U_{БЭ0}$, а со стороны выхода — постоянный ток коллектора $I_{К0}$ и постоянное напряжение коллектор-эмиттер $U_{КЭ0}$. Указанные токи и напряжения определяют координаты рабочей точки (РТ) на семействе входных и выходных ха-

рактических характеристик выбранного транзистора (рис. 2.2). Выбор подходящего по справочным параметрам биполярного транзистора осуществляется согласно рекомендациям подгл. 4.1 настоящего пособия.

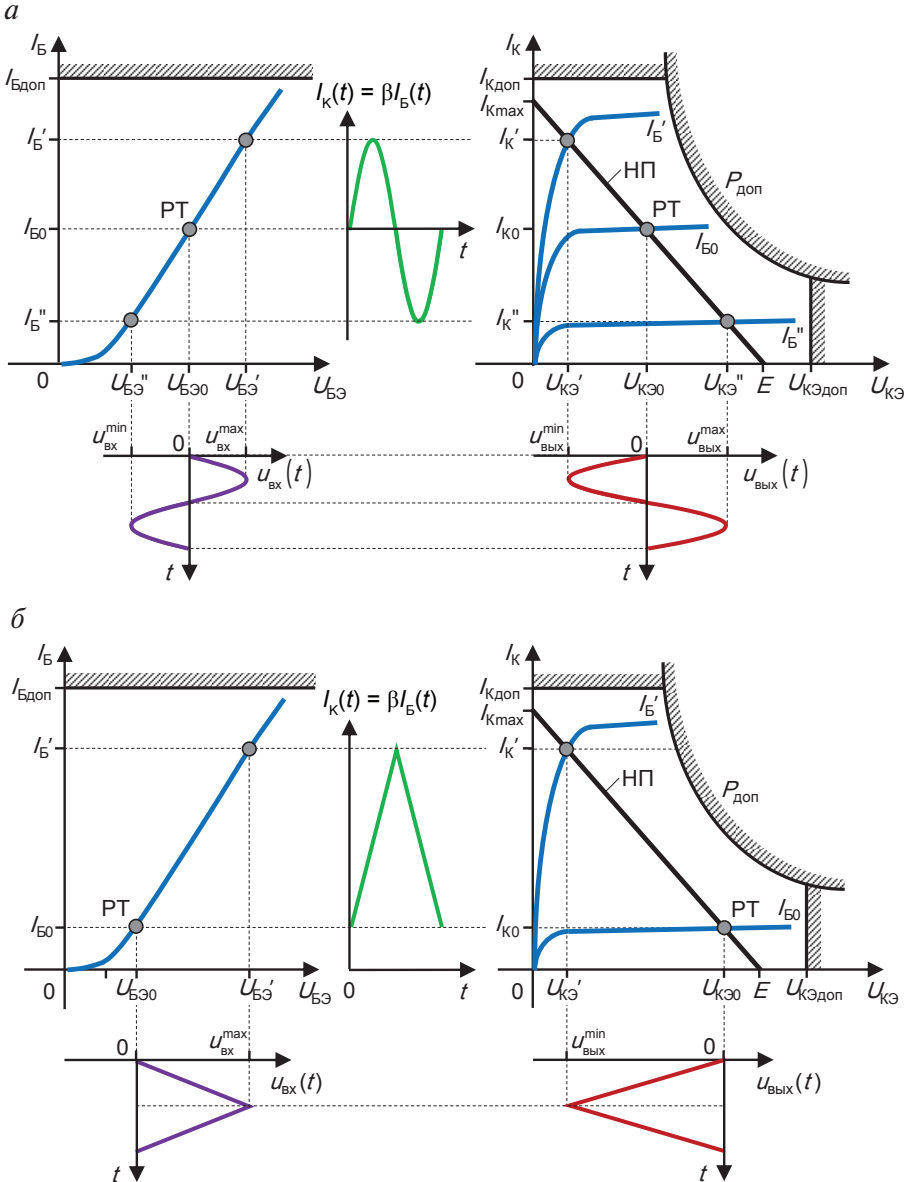


Рис. 2.2. Определение положения рабочей точки (РТ) каскада с ОЭ по семейству входных $I_B = f(U_{БЭ})$ и выходных $I_K = f(U_{КЭ})$ характеристик биполярного транзистора для: гармонического двухполярного (а) и треугольного однополярного (б) положительного напряжения

Таким образом, при проектировании усилителя решается задача синтеза электрической цепи графическим способом (рис. 2.2). Задаются напряжение питания E (если оно не указано в ТЗ) и максимальный постоянный ток коллектора $I_{K\max}$, по которым строится нагрузочная прямая (НП) транзистора. При этом для нормальной работы транзистора должны соблюдаться условия:

$$\begin{aligned} E &< U_{KЭ\text{доп}}, \\ I_{K\max} &= \frac{E}{R_K + R_Э} < I_{K\text{доп}}, \\ U_{KЭ0} I_{K0} &< P_{\text{доп}}. \end{aligned}$$

Пересечение НП с семейством выходных характеристик транзистора определяется множеством возможных координат РТ при изменении тока базы I_B (рис. 2.2). В рассматриваемом каскаде усиления (см. рис. 2.1) I_{B0} задается делителем напряжения на резисторах R_{B1} и R_{B2} , обеспечивающим смещение эмиттерного перехода VT фиксированным напряжением на базе $U_{BЭ0}$. Таким образом, напряжение смещения транзистора

$$U_{BЭ0} = R_{B2} I_{\text{дел}} - R_Э I_{K0} \approx E \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} - R_Э I_{B0}^2.$$

Отметим, что ток делителя в цепи базы $I_{\text{дел}} = \text{const}$ не зависит от температуры, а ток базы подвержен температурному влиянию $I_{B0} = f(T)$. Для обеспечения термостабильности схемы должно выполняться условие $I_{\text{дел}} \gg I_{B0}$. На практике задают $I_{\text{дел}} = (5 \dots 10) I_{B0}$.

Выбор положения РТ на НП по постоянному току определяется исходя из полярности входного сигнала $U_{\text{вх}}(t)$. Для напряжения обоих полярностей (например, гармонический сигнал, см. рис. 2.2, а) РТ выбирается вблизи середины НП (между областями отсечки и насыщения транзистора), а для однополярного напряжения (например, треугольного положительного, см. рис. 2.2, б) РТ задается вблизи области отсечки транзистора для уменьшения потребляемой мощности каскада в отсутствие входного сигнала. В случае же усиления отрицательного однополярного сигнала используют биполярные транзисторы р-п-р типа и напряжение питания равное $-E$. Таким образом, РТ определяет работу каскада в режиме покоя.

Рассмотрим работу каскада при подаче переменного входного сигнала во время одного периода. Из рис. 2.2, а видно, что изменение на-

пряжения на входе $u_{\text{вх}}(t) = 0 \rightarrow u_{\text{вх max}} \rightarrow 0 \Rightarrow u_{\text{вх min}} \rightarrow 0$ приводит к изменению базового тока $I_{\text{Б0}} \rightarrow I_{\text{Б}}' \rightarrow I_{\text{Б0}} \rightarrow I_{\text{Б}}'' \rightarrow I_{\text{Б0}}$, коллекторного тока $I_{\text{К0}} \rightarrow I_{\text{К}}' \rightarrow I_{\text{К0}} \rightarrow I_{\text{К}}'' \rightarrow I_{\text{К0}}$ и изменению напряжения на выходе $u_{\text{вых}}(t) = 0 \rightarrow u_{\text{вых min}} \rightarrow 0 \rightarrow u_{\text{вых max}} \rightarrow 0$. Аналогичные рассуждения можно записать и при подаче однополярного сигнала (см. рис. 2.2, б). Получаем, что для каскада с ОЭ напряжения $u_{\text{вх}}(t)$ и $u_{\text{вых}}(t)$ изменяются в противофазе, т. е. сдвиг фазы между сигналами равен π .

2.1.2. Расчет по переменному току

Основные параметры каскада с ОЭ в линейном режиме усиления рассчитывают по эквивалентной схеме, представленной на рис. 2.3. Штриховой линией обведена физическая схема замещения биполярного транзистора VT, включенного по схеме ОЭ. Усижительные свойства транзистора обеспечиваются источником тока $\beta I_{\text{Б}}$ с внутренним сопротивлением $r_{\text{к}}$.

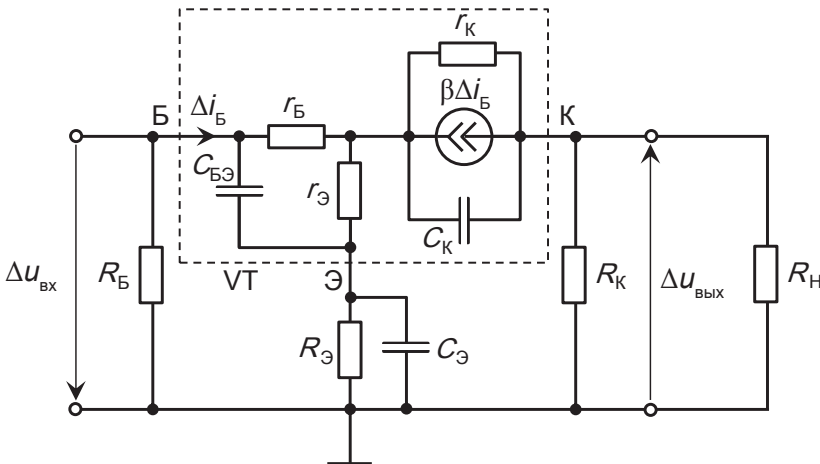


Рис. 2.3. Эквивалентная схема замещения усилительного каскада с ОЭ ($R_{\text{Б}}$ — сопротивление делителя в цепи базы транзистора, $R_{\text{Б}} = R_{\text{Б1}} \parallel R_{\text{Б2}}$; $r_{\text{Б}}$ — объемное сопротивление базы транзистора; $r_{\text{Э}}$ — дифференциальное сопротивление прямосмещенного эмиттерного перехода; $r_{\text{к}}$ — дифференциальное сопротивление обратносмещенного коллекторного перехода; $C_{\text{БЭ}}$ и $C_{\text{к}}$ — емкости эмиттерного и коллекторного переходов соответственно; $R_{\text{к}}$ и $R_{\text{Н}}$ — коллекторное сопротивление и сопротивление нагрузки транзистора по переменному току соответственно)

Резисторы r_B и r_E определяют входное сопротивление транзистора по постоянному току. Типовые значения сопротивлений в схеме замещения VT удовлетворяют условию $r_K \gg r_B \gg r_E$. Поэтому дифференциальным сопротивлением прямосмещенного эмиттерного перехода $r_E \approx (1 \dots 10)$ Ом можно пренебречь и не учитывать при расчетах.

Емкости $C_{BЭ}$ и C_K расположены соответственно во входной и в выходной цепях VT и оказывают влияние на работу в области высоких частот (ВЧ). В области же средних частот (СЧ), когда все переходные процессы закончились и схема находится в установившемся режиме, указанные емкости исключаются.

Емкость C_E подключена параллельно резистору R_E и шунтирует его по переменному току даже на низких частотах (НЧ), устраняя влияние отрицательной обратной связи на коэффициент усиления. При расчете C_E руководствуются условием $\frac{1}{\omega C_E} \ll R_E$. Обычно в каче-

стве C_E выбирают электролитический конденсатор номиналом $C_E = (50 \dots 100)$ мкФ.

Таким образом, с учетом изложенного выше эквивалентную схему рассматриваемого каскада усиления в области НЧ и СЧ можно упростить (рис. 2.4, а). Видно, что данная электрическая цепь по сути является источником тока, управляемого напряжением, при этом $\Delta u_{вх} = \Delta u_{BЭ}$.

Определим коэффициент передачи по напряжению в области НЧ и СЧ

$$K_u = K_0 = \frac{\Delta u_{вых}}{\Delta u_{вх}} = \frac{-\beta \Delta i_B R_{вых} \parallel R_H}{\Delta u_{BЭ}} = -S R_{вых} \parallel R_H = -\beta \frac{R_{вых} \parallel R_H}{r_B},$$

где S — крутизна транзистора, $S = \frac{\beta \Delta i_B}{\Delta u_{BЭ}} = \frac{\Delta i_K}{\Delta u_{BЭ}}$, а $R_{вых}$ — выходное сопротивление каскада, $R_{вых} = r_K \parallel R_K$. Знак «минус» в формуле указывает на то, что каскад с ОЭ инвертирует входной сигнал.

Если $r_K = r_{вых} = (0,5 \dots 1)$ МОм $\gg R_K$, то выходное сопротивление каскада на НЧ и СЧ

$$R_{вых} \approx R_K.$$

Найдем входное сопротивление каскада на НЧ и СЧ

$$R_{вх} = R_B \parallel r_B.$$

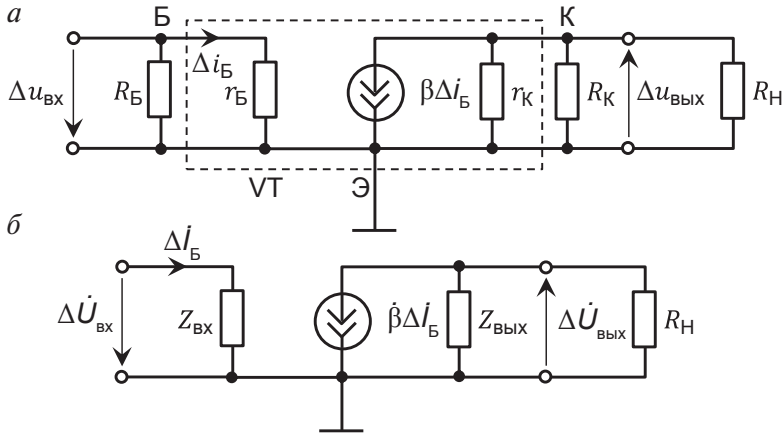


Рис. 2.4. Схемы замещения усилительного каскада с ОЭ (а) в области низких и средних частот и (б) комплексная схема замещения в области высоких частот

Для исключения шунтирующего действия базового делителя на входную цепь транзистора выбирается $R_B = R_{Б1} \parallel R_{Б2} = (5 \dots 10)r_B$. В этом случае $R_{вх} \approx r_B$. Задавать большие значения R_B не рекомендуется, т. к. необходимо обеспечить выполнение условия термостабильности каскада $I_{дел} = (5 \dots 10)I_{Б0}$.

При определении параметров каскада в области ВЧ, необходимо также учитывать влияние емкостей $C_{БЭ}$ и C_K транзистора. В этой связи воспользуемся методом комплексных амплитуд и перейдем к комплексной схеме замещения каскада (см. рис. 2.4, б).

Определим комплексное входное сопротивление каскада

$$Z_{вх} = R_{вх} \parallel \frac{1}{j\omega C_{БЭ}} = \frac{R_{вх}}{1 + j\omega R_{вх} C_{БЭ}} = \frac{R_{вх}}{1 + j\omega \tau_{вх}}$$

и комплексное выходное сопротивление каскада

$$Z_{вых} = R_{вых} \parallel \frac{1}{j\omega C_K} = \frac{R_{вых}}{1 + j\omega R_{вых} C_K} = \frac{R_{вых}}{1 + j\omega \tau_{вых}}, \quad (2.1)$$

где $\tau_{вх}$ и $\tau_{вых}$ — постоянные времени входной и выходной цепи усилительного каскада соответственно, $\tau_{вх} = R_{вх} C_{БЭ}$; $\tau_{вых} = R_{вых} C_K$.

Рассчитаем комплексный коэффициент передачи по напряжению

$$\dot{K} = \frac{\Delta \dot{U}_{вых}}{\Delta \dot{U}_{вх}} = \frac{-\beta \Delta i_B Z_{вых}}{\Delta \dot{U}_{вх}} = -\beta \frac{Z_{вых}}{Z_{вх}}, \quad (2.2)$$

где $\dot{\beta}$ — комплексный коэффициент передачи тока транзистора, включенного по схеме с ОЭ, $\dot{\beta} = \frac{\beta}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{\beta}}} = \frac{\beta}{1 + j\omega\tau_{\text{вх}}}$. Здесь ω_{β} — предельная

частота коэффициента передачи тока транзистора, включенного по схеме с ОЭ, $\omega_{\beta} = 2\pi f_{\beta} = \frac{1}{\tau_{\text{вх}}}$.

Подставляя выражение (2.1) в формулу (2.2), получим, что

$$\dot{K}_u = -\frac{\beta}{R_{\text{вх}}} \frac{(1 + j\omega\tau_{\text{вх}})R_{\text{вых}}}{(1 + j\omega\tau_{\text{вх}})(1 + j\omega\tau_{\text{вых}})} \approx \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_{\text{вых}}}.$$

Определим коэффициент усиления каскада в области ВЧ

$$K_u = |\dot{K}_u| = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\omega\tau_{\text{вых}})^2}},$$

тогда верхняя частота каскада

$$f_{\text{в}} = \frac{1}{2\pi\tau_{\text{вых}}}.$$

2.2. Фазоинвертор

Фазоинвертором является устройство, обеспечивающее получение двух находящихся в противофазе сигналов, т. е. сдвинутых друг относительно друга по фазе на π . Схемы фазоинверторов применяют при работе на симметричную нагрузку (например, каскады дифференциального усиления, отклоняющие системы на пластинах или катушках и др.).

Простейший фазоинвертор можно построить на одном биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером, коэффициент усиления которого по эмиттерному выходу равен единице (рис. 2.5). Расчет по постоянному току для схемы фазоинвертора аналогичен расчету каскада с ОЭ и приведен в п. 2.1.1 настоящего пособия. Требуется лишь выполнить условия

$$U_{\text{кэ0}} = \frac{1}{2}E \text{ и } I_{\text{к0}}R_{\text{к}} = I_{\text{э0}}R_{\text{э}} = \frac{1}{4}E.$$

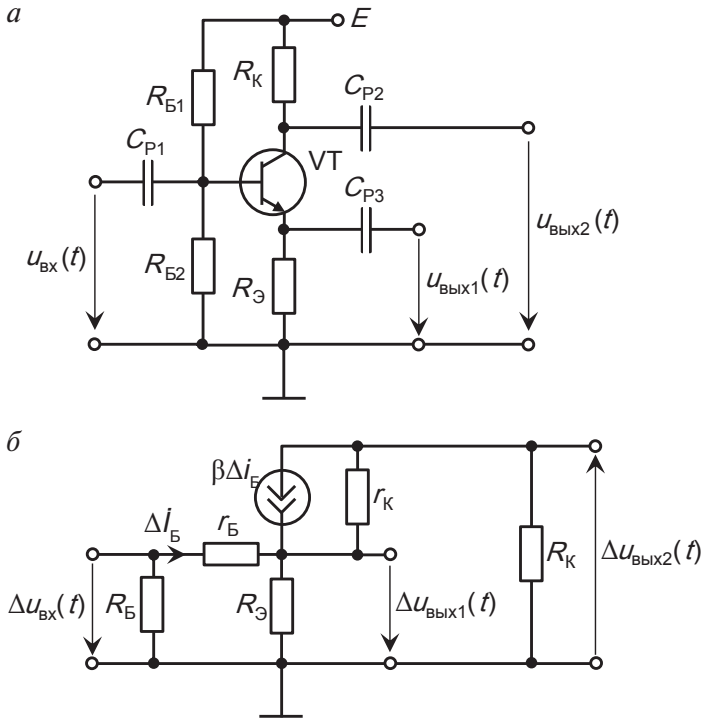


Рис. 2.5. Схемы фазоинвертора:

a — принципиальная электрическая и *б* — замещения в области средних частот

В этом случае получим симметричный выходной сигнал максимальной амплитуды с наименьшими искажениями на любом из выходов. Обычно данные условия выполняются при $R_{Б1} > R_{Б2}$ и $R_К = R_Э$.

Для расчета фазоинвертора по переменному току воспользуемся приведенной на рис. 2.5, *б* его схемой замещения. Видно, что сопротивление $R_Э$ одновременно принадлежит как входной, так и выходной цепи. Таким образом, через $R_Э$ реализуется отрицательная обратная связь по току. Допустив, что $\beta \gg 1$ и $\Delta u_{БЭ} \ll \Delta u_Э$, получим

$$\Delta u_{\text{вх}} = \Delta u_Э = \Delta i_Э R_Э = \Delta u_{\text{вЫХ1}}, \text{ а } \Delta u_{\text{вЫХ2}} = -\Delta i_К R_К.$$

В таком случае коэффициент усиления на СЧ

$$K_{01} = \frac{\Delta u_{\text{вЫХ1}}}{\Delta u_{\text{вх}}} = 1, \text{ а } K_{02} = \frac{\Delta u_{\text{вЫХ2}}}{\Delta u_{\text{вх}}} = -\frac{\Delta i_К R_К}{\Delta i_Э R_Э} = -1 \text{ при } R_К = R_Э.$$

Определим входное сопротивление фазоинвертора на СЧ

$$R_{\text{вх}} = R_{\text{б}} \parallel (r_{\text{б}} + (\beta + 1) R_{\text{э}})$$

и выходное сопротивление на СЧ

$$R_{\text{вых1}} = R_{\text{вых2}} = R_{\text{вых}} = \frac{R_{\text{к}}}{\beta} = \frac{R_{\text{э}}}{\beta}.$$

2.3. Коэффициент усиления и частотные свойства усилителя

При проектировании усилительных каналов возникает необходимость в распределении коэффициента усиления и искажений между каскадами в области высоких и низких частот.

Известно, что коэффициент усиления многокаскадного усилителя растет при увеличении числа каскадов N и находится как $K_{0N} = \prod_{i=1}^N K_{0i}$.

В таком случае коэффициент усиления рассматриваемого нами двухкаскадного усилителя будет

$$K_0 = K_0^{\text{ОЭ}} K_0^{\text{ФИ}} \approx K_0^{\text{ОЭ}} \text{ при } K_0^{\text{ФИ}} \approx 1.$$

Для определения частотных свойств многокаскадных усилителей учитывают влияние эквивалентных паразитных емкостей транзисторов ($C_{\text{вых}i}$) и разделительных емкостей (C_{pi}) между каскадами, а также на входе и выходе усилителя. Указанные емкости $C_{\text{вых}i}$ и C_{pi} образуют RC-цепи, оказывающие влияние в области высоких и низких частот соответственно. Этот факт приводит к сужению рабочей полосы частот многокаскадного усилителя. Таким образом, рассчитывают верхнюю частоту

$$f_{\text{в}N} = \frac{f_{\text{в1}}}{q}$$

и нижнюю частоту многокаскадного усилителя

$$f_{\text{н}N} = f_{\text{н1}} q,$$

где N — число идентичных каскадов или эквивалентных RC-цепей в усилителе; $f_{\text{в1}}$ и $f_{\text{н1}}$ — верхняя и нижняя частота одиночного каскада

или одиночной RC-цепи соответственно; q — коэффициент сужения полосы пропускания усилителя, $q = \frac{1}{\sqrt{2^{1/N} - 1}}$. Можно показать, что

$q = 1; 1,56; 1,96$ и $2,3$ при $N = 1, 2, 3$ и 4 соответственно.

Для рассматриваемого нами двухкаскадного усилителя, при условии равномерного распределения искажений между каскадами, верхняя частота будет

$$f_{\text{в}} q \Big|_{q=1,56} = f_{\text{в}}^{\text{ОЭ}} = f_{\text{в}}^{\text{ФИ}} \quad \text{при} \quad f_{\text{в}}^{\text{ОЭ}} = \frac{1}{2\pi\tau_{\text{ВЫХ}}} \quad \text{и} \quad f_{\text{в}}^{\text{ФИ}} = \frac{1}{2\pi\tau_{\text{ФИ}}},$$

а нижняя частота —

$$\frac{f_{\text{н}}}{q} \Big|_{q=1,96} = f_{\text{н}}^{\text{ОЭ}} = f_{\text{н}}^{\text{ФИ}} = f_{\text{н}}^{\text{нагр}} \quad \text{при} \quad f_{\text{н}}^{\text{ОЭ}} = \frac{1}{2\pi R_{\text{ВХ}}^{\text{ОЭ}} C_{\text{р1}}},$$

$$f_{\text{н}}^{\text{ФИ}} = \frac{1}{2\pi R_{\text{ВХ}}^{\text{ФИ}} C_{\text{р2}}} \quad \text{и} \quad f_{\text{н}}^{\text{нагр}} = \frac{1}{2\pi R_{\text{н}} C_{\text{р3}}}.$$

2.4. Схематическое проектирование двухкаскадного усилителя

В соответствии с ТЗ требуется выполнить проектирование двухкаскадного усилителя с симметричными выходами на биполярных транзисторах по следующим исходным данным:

- напряжение питания схемы $E = 10$ В;
- входной гармонический сигнал амплитудой $U_{\text{вх}} = 10$ мВ;
- амплитуда гармонического напряжения на выходе $U_{\text{вых}} \geq 0,5$ В;
- нижняя граничная частота $f_{\text{н}} \leq 50$ Гц;
- верхняя граничная частота $f_{\text{в}} \geq 1$ МГц.

В результате проведенного подбора транзистора, представленного в подгл. 4.1, для разрабатываемого усилителя был выбран кремниевый эпитаксиально-планарный высокочастотный маломощный биполярный п-р-п-транзистор серии КТ3102. Данные транзисторы предназначены для работы в низкочастотных устройствах аппаратуры широкого применения с малым уровнем шума. Кроме того, они используются в усилительных и генераторных схемах высокой частоты.

ты. В рассматриваемой серии выбираем транзистор КТ3102Д со следующими параметрами:

- максимальный допустимый постоянный (импульсный) ток коллектора $I_{\text{Кдоп}} = 0,1/0,2 \text{ А}$;
- максимальная рассеиваемая мощность коллектора $P_{\text{доп}} = 0,25 \text{ Вт}$;
- максимальные допустимые разности потенциалов между выводами коллектор — база $U_{\text{КБдоп}} = 30 \text{ В}$ и коллектор — эмиттер $U_{\text{КЭдоп}} = 30 \text{ В}$;
- коэффициент передачи тока базы $\beta = 200 \dots 500$;
- обратный ток коллектора $I_{\text{КБ0}} = 0,015 \text{ мкА}$;
- граничная частота $f_{\text{гр}} \geq 150 \text{ МГц}$;
- емкость коллекторного перехода $C_{\text{к}} \leq 6 \text{ пФ}$;
- коэффициент шума $K_{\text{ш}} = 4 \text{ дБ}$.

Аналогом выбранного транзистора КТ3102Д является транзистор ВС547В.

Далее приведем расчет двухкаскадного усилителя с резистивно-емкостной связью на основе каскада с ОЭ и фазоинвертора. Принципиальная электрическая схема усилителя показана на рис. 2.7.

2.4.1. Расчет и моделирование по постоянному току

По ТЗ требуется усиливать гармонический сигнал, поэтому рабочую точку транзисторов обоих каскадов устанавливаем на середине нагрузочной прямой для формирования на выходе сигнала максимальной амплитуды без нелинейных искажений. Поскольку по ТЗ напряжение питания усилителя $E = 10 \text{ В}$, постольку $U_{\text{КЭ0}}^{\text{VT1}} = U_{\text{КЭ0}}^{\text{VT2}} = \frac{E}{2} = 5 \text{ В}$.

Зададим максимальные токи коллекторов транзисторов $I_{\text{Кmax}}^{\text{VT1}} = 1 \text{ мА}$ и $I_{\text{Кmax}}^{\text{VT2}} = 10 \text{ мА}$. Данный выбор токов обусловлен необходимостью обеспечить высокое входное сопротивление и низкую нижнюю частоту каскада с ОЭ, а также уменьшением вклада шумов в выходной сигнал ФИ. В таком случае $I_{\text{К0}}^{\text{VT1}} = 0,5 \text{ мА}$ и $I_{\text{К0}}^{\text{VT2}} = 5 \text{ мА}$, а $R3 + R4 = 10 \text{ кОм}$ и $R7 + R8 = 1 \text{ кОм}$. Выберем $R3 = 9 \text{ кОм}$, $R4 = 1 \text{ кОм}$ и $R7 = R8 = 500 \text{ Ом}$.

По зависимости напряжения $U_{\text{БЭ}}$ от тока $I_{\text{К}}$ для используемого транзистора (рис. 2.6) графическим способом определим напряжения смещения $U_{\text{БЭ0}}^{\text{VT1}} = 0,61 \text{ В}$ и $U_{\text{БЭ0}}^{\text{VT2}} = 0,66 \text{ В}$. Поскольку $\beta = \sqrt{200 \cdot 500} \approx 316$, по-

стольку $I_{Б0}^{VT1} = \frac{I_{K0}^{VT1}}{\beta} \approx 1,6 \text{ мкА}$ и $I_{Б0}^{VT2} = \frac{I_{K0}^{VT2}}{\beta} \approx 15,8 \text{ мкА}$, а $I_{дел}^{VT1} = 10I_{Б0}^{VT1} = 16 \text{ мкА}$
и $I_{дел}^{VT2} = 10I_{Б0}^{VT2} = 158 \text{ мкА}$.

Рассчитаем базовый делитель для каскада с ОЭ

$$R2 = \frac{U_{Б0}^{VT1}}{I_{дел}^{VT1}} = \frac{U_{БЭ0}^{VT1} + R4 I_{K0}^{VT1}}{I_{дел}^{VT1}} \approx 69 \text{ кОм} \text{ и } R1 = \frac{E - U_{Б0}^{VT1}}{I_{дел}^{VT1} + I_{Б0}^{VT1}} = 505 \text{ кОм}.$$

По аналогии с вышесказанным запишем для ФИ

$$R6 = \frac{U_{Б0}^{VT2}}{I_{дел}^{VT2}} = \frac{U_{БЭ0}^{VT2} + R8 I_{K0}^{VT2}}{I_{дел}^{VT2}} \approx 20 \text{ кОм} \text{ и } R5 = \frac{E - U_{Б0}^{VT2}}{I_{дел}^{VT2} + I_{Б0}^{VT2}} = 39 \text{ кОм}.$$

Выбираем номиналы резисторов согласно ряду E24: $R1 = 510 \text{ кОм}$,
 $R2 = 68 \text{ кОм}$, $R5 = 39 \text{ кОм}$ и $R6 = 20 \text{ кОм}$.

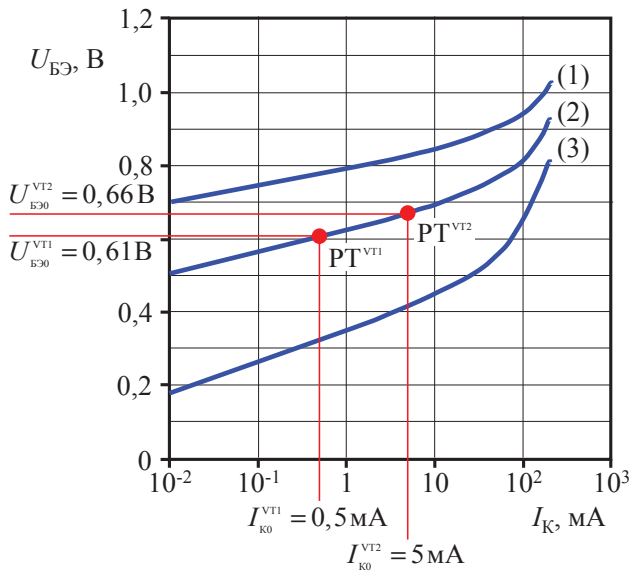
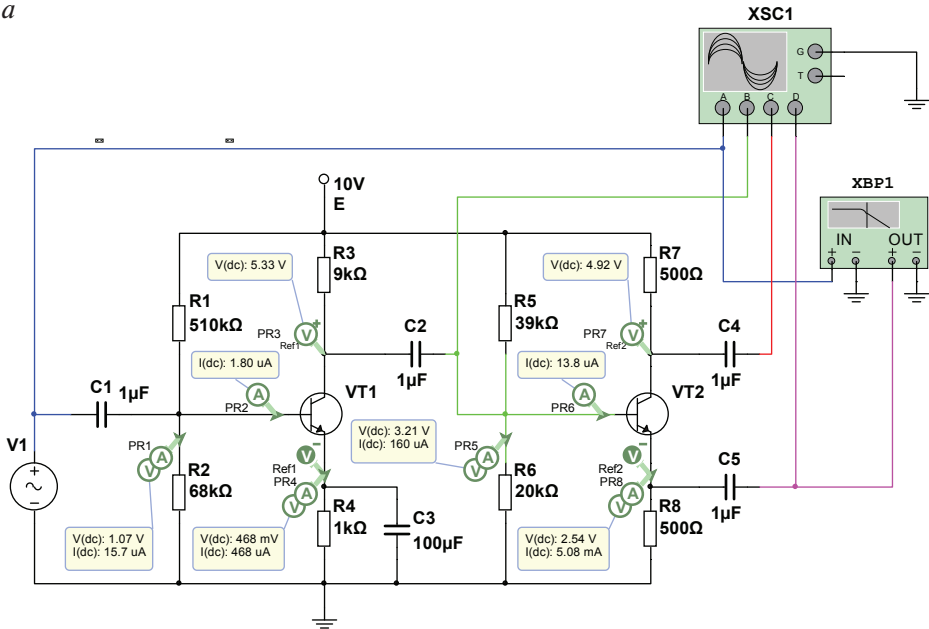


Рис. 2.6. Типовые зависимости тока I_K от напряжения $U_{БЭ}$ при напряжении $U_{КЭ} = 5 \text{ В}$ и различных температурах $T = -55$ (1), 25 (2) и 150 °C (3) для транзистора КТ3102 Д (аналог BC547B)

Проверку расчета схемы двухкаскадного усилителя с симметричными выходами по постоянному току выполним в программном пакете NI Multisim. Моделируемая принципиальная схема усилителя с показаниями измерительных приборов (вольтметров и амперметров) в соответствующих узлах представлена на рис. 2.7, а.

a



б

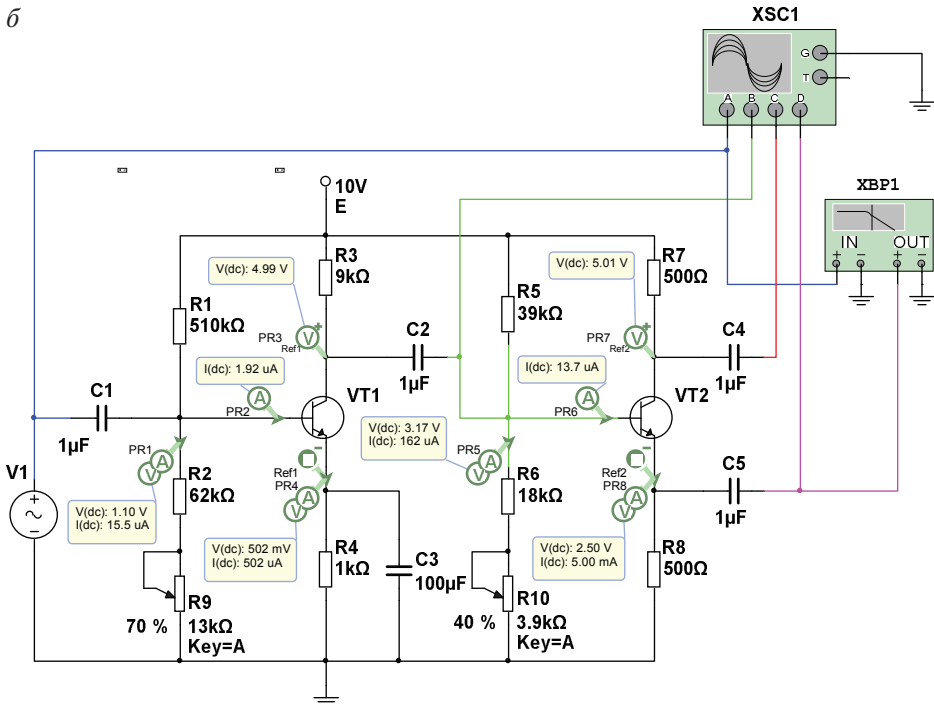


Рис. 2.7. Принципиальная электрическая схема двухкаскадного усилителя с симметричным выходом до (а) и после (б) корректировки режимов работы транзисторов

Из показаний измерительных приборов PR3, PR4 и PR7, PR8 можно сделать вывод, что $U_{KЭ0}^{VT1} = 5,33$ В, $I_{K0}^{VT1} \approx I_{Э0}^{VT1} = 468$ мкА и $U_{KЭ0}^{VT2} = 4,92$ В, $I_{K0}^{VT2} \approx I_{Э0}^{VT2} = 5,08$ мкА, а PR1, PR2 и PR5, PR6 — $I_{дел}^{VT1} = 15,7$ мкА \gg $\gg I_{Б0}^{VT1} = 1,8$ мкА и $I_{дел}^{VT2} = 160$ мкА $\gg I_{Б0}^{VT2} = 13,8$ мкА. Таким образом, рассчитанные и выбранные согласно ряду E24 номиналы резисторов обеспечивают термостабильность и работу обоих каскадов усилителя по постоянному току в классе А.

Учитывая разброс параметров транзисторов и допуски на сопротивления резисторов, в схему каждого каскада дополнительно вводят подстроечный резистор для точной настройки работы транзистора по постоянному току (рис. 2.7, б). Номинал переменного сопротивления выбирают из условия $R_{пер} = (0,1 \dots 0,3)R$, где R — сопротивление ветви. При этом сопротивление ветви после введения переменного сопротивления составит $R' = R - 0,5R_{пер}$. В нашем случае последовательно со скорректированными сопротивлениями $R2 = 62$ кОм и $R6 = 18$ кОм подключаем подстроечные резисторы $R9 = 13$ кОм и $R10 = 3,9$ кОм соответственно. Номиналы сопротивлений выбираем в соответствии с рядом E24. Из рис. 2.7, б видно, что введение в схему подстроечных резисторов позволяет произвести точную настройку работы обоих каскадов усилителя по постоянному току (см. показания измерительных приборов).

2.4.2. Расчет и моделирование по переменному току

Для расчета каскадов по переменному току оценим значения крутизны транзисторов в области рабочих точек по зависимости $I_K = f(U_{БЭ})|_{U_{КЭ} = \text{const}}$ при комнатной температуре (см. рис. 2.6). Поскольку

ку $S = \frac{\Delta i_K}{\Delta u_{БЭ}}$, то $S^{VT1} \approx 15$ мСм и $S^{VT2} \approx 150$ мСм.

Определим основные параметры каскада с ОЭ:

- входное сопротивление

$$R_{вх}^{ОЭ} = (R1 || R2) || r_b^{VT1} = (R1 || R2) || \frac{\beta}{S^{VT1}} \approx 15,5 \text{ кОм};$$

- выходное сопротивление $R_{вых}^{ОЭ} \approx R3 = 9$ кОм;

- коэффициент усиления по напряжению $K_0^{ОЭ} \approx -S^{VT1} R3 = -135$;

- верхняя частота $f_b^{OЭ} = \frac{1}{2\pi R3C_K} \approx 2,9 \text{ МГц}$.

Рассчитаем основные параметры каскада ФИ:

- входное сопротивление $R_{вх}^{ФИ} = (R5 \parallel R6) \parallel (r_b^{VT2} + (\beta + 1)R8) \approx R5 \parallel R6 \approx 13 \text{ кОм}$;
- выходное сопротивление $R_{вых}^{ФИ} \approx R7 \parallel R8 = 250 \text{ Ом}$;
- коэффициент усиления по напряжению $|K_0^{ФИ}| \approx 1$;
- верхняя частота $f_b^{ФИ} = \frac{1}{2\pi R7C_K} \approx 53 \text{ МГц}$.

Оценим параметры двухкаскадного усилителя:

- коэффициент усиления по напряжению $K_0 = K_0^{OЭ} K_0^{ФИ} \approx -135$;
- верхняя частота $f_b \approx f_b^{OЭ} = 2,9 \text{ МГц}$, т. к. $f_b^{ФИ} \gg f_b^{OЭ}$.

Определим номиналы емкостей связи исходя из требований ТЗ по нижней частоте усилителя $\left. \frac{f_H}{q} \right|_{q=1,96} = f_H^{OЭ} = f_H^{ФИ} = f_H^{нагр} \approx 25 \text{ Гц}$.

В таком случае $C1 = \frac{1}{2\pi R_{вх}^{OЭ} f_H^{OЭ}} \approx 0,4 \text{ мкФ}$, $C2 = \frac{1}{2\pi R_{вх}^{ФИ} f_H^{ФИ}} \approx 0,5 \text{ мкФ}$

и $C4 = C5 = \frac{1}{2\pi R_H f_H^{нагр}} \approx 0,6 \text{ мкФ}$ при $R_H = 10 \text{ кОм}$. В соответствии с до-

пустимым рядом номиналов конденсаторов выбираем $C1 = C2 = C4 = C5 = 1 \text{ мкФ}$.

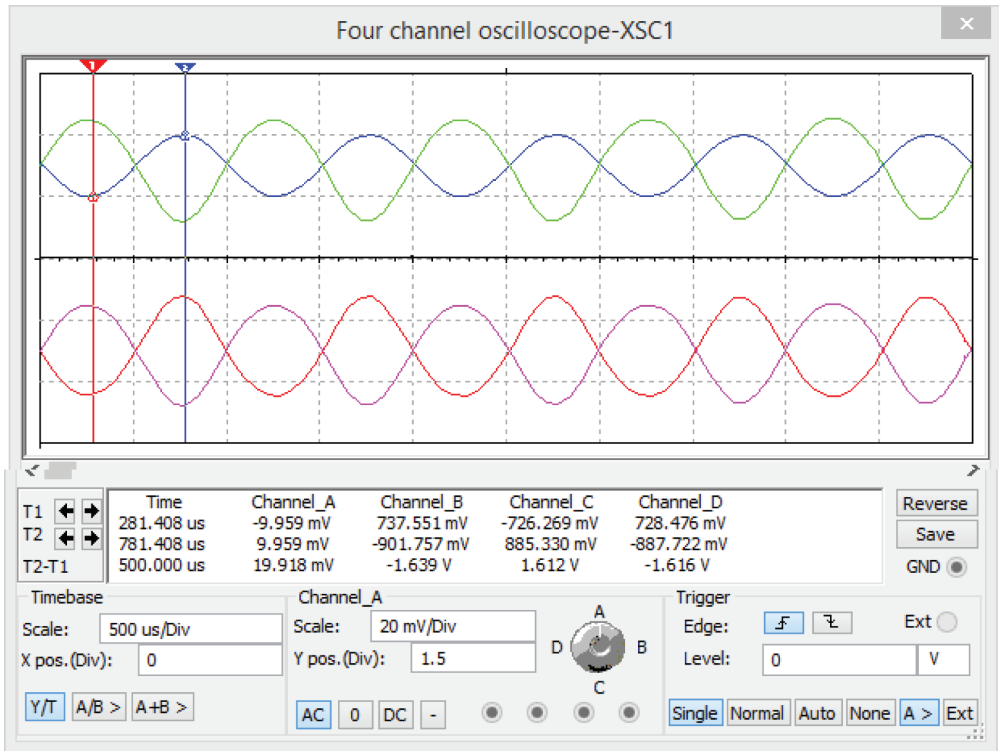
С использованием измерительных средств (виртуальных приборов) NI Multisim выполнен анализ работы разработанной схемы усилителя по переменному току. Лицевые панели четырехканального осциллографа (*XSCI*) и построителя частотных характеристик (*XBPI*) в режиме симуляции показаны на рис. 2.8.

Из рис. 2.8, *a* видно, что при амплитуде гармонического сигнала на входе усилителя (*Channel_A*) $U_m \approx 10 \text{ мВ}$ с частотой $f = 1 \text{ кГц}$ на выходе первого каскада усилителя (*Channel_B*) регистрируется инвертированный сигнал амплитудой $U_m \approx 737$ и 901 мВ для положительной и отрицательной полуволн соответственно. Отметим, что разные уровни усиления для различных полуволн гармонического сигнала обусловлены нелинейной зависимостью β от I_K биполярного транзистора *VT1*. Для второго каскада (фазоинвертора) сигнал на инвертиру-

2. Двухкаскадный усилитель с симметричным выходом

ющем (Channel_C) и неинвертирующем (Channel_D) выходах практически повторяет по амплитуде сигнал на его входе (Channel_B).

a



б

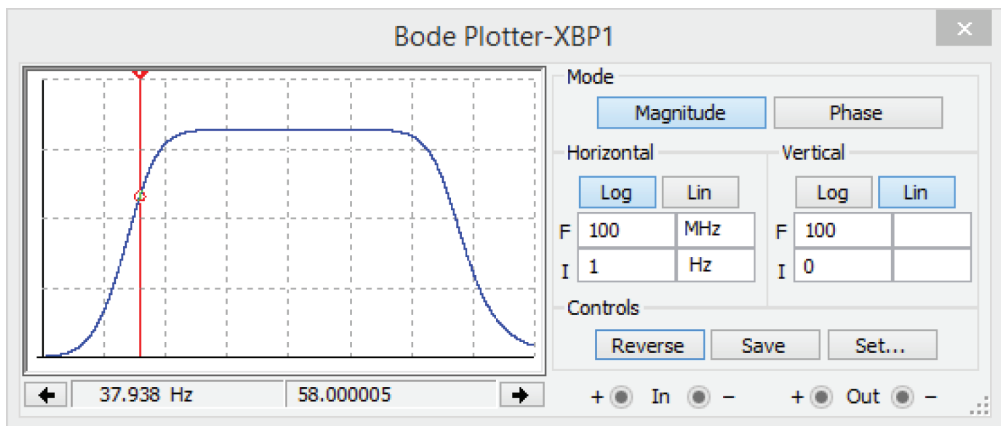


Рис. 2.8. Осциллограммы работы (*a*) и амплитудно-частотная характеристика (*б*) двухкаскадного усилителя с симметричным выходом

Анализируя изображенную на рис. 2.8, б амплитудно-частотную характеристику разработанного усилителя, получаем, что коэффициент усиления по напряжению в области средних частот $K_0 \approx 82$, нижняя частота $f_n \approx 38$ Гц и верхняя частота $f_v \approx 4$ МГц.

Представленные выше результаты расчетов и моделирования разработанного двухкаскадного усилителя на биполярных транзисторах с симметричным выходом подтверждают выполнение требований ТЗ.

3. Двухкаскадный усилитель постоянного тока

Как показано ранее в подгл. 1.3, выходной сигнал аналоговых датчиков со стандартным токовым выходом изменяется в пределах 4–20 мА, при этом колебания выходного сигнала соизмеримы с колебаниями источников питания устройств контроля 10 мкА, а частота колебаний может составлять 0,1 Гц. В этой связи применение обычных предварительных усилителей постоянного тока (УПТ) весьма проблематично. В сложившейся ситуации широко применяют УПТ, выполненные по схемотехнике балансных (балансно-разностных) усилителей.

Далее приведем теоретический материал по данной теме и рассмотрим примеры расчетов каскадов и сопутствующих схем.

3.1. Принцип работы дифференциального усилителя

Функционирование балансных схем основано на принципе работы измерительного моста, или моста Уитстона с симметричными плечами (рис. 3.1).

Симметричность плеч моста соблюдается при выполнении условия

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}.$$

В этом случае, при изменении (колебании) напряжения питания E в диагонали моста (ac), ток в измерительной диагонали моста (bd) $I = 0$. Таким образом, применение балансных схем является эффективным методом уменьшения дрейфа нуля. Выполненный по мостовой схеме Уитстона УПТ называется дифференциальным усилителем (ДУ)

и предназначен для усиления разности между двумя входными сигналами.

Схемотехника ДУ разнообразна, и их реализуют как на биполярных, так и на полевых транзисторах. Далее рассмотрим принцип работы и методологию расчета дифференциального каскада на примере принципиальной электрической схемы ДУ на полевых транзисторах с индуцированным каналом *p*-типа, представленной на рис. 3.2.

Для объяснения принципа работы ДУ проведем аналогию между электрическими схемами на рис. 3.1 и рис. 3.2. Сопротивление плеч моста Уитстона определяется элементами между узлами: (ab) и (ad) — резисторы R_3 и R_6 ; (bc) и (dc) — последовательным включением внутреннего сопротивления транзистора $VT1$ r_{i1} , R_4' , R_5 и внутреннего сопротивления транзистора $VT2$ r_{i2} , R_4'' , R_5 соответственно. Между узлами (ac) и (bd), т. е. в диагональ питания и измерительную диагональ моста, подключен источник питания E и нагрузка R_H соответственно.

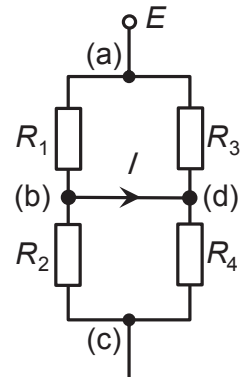


Рис. 3.1. Принципиальная электрическая схема измерительного моста Уитстона:

R_1 – R_4 — сопротивления плеч моста; (ac) — диагональ питания; (bd) — измерительная диагональ

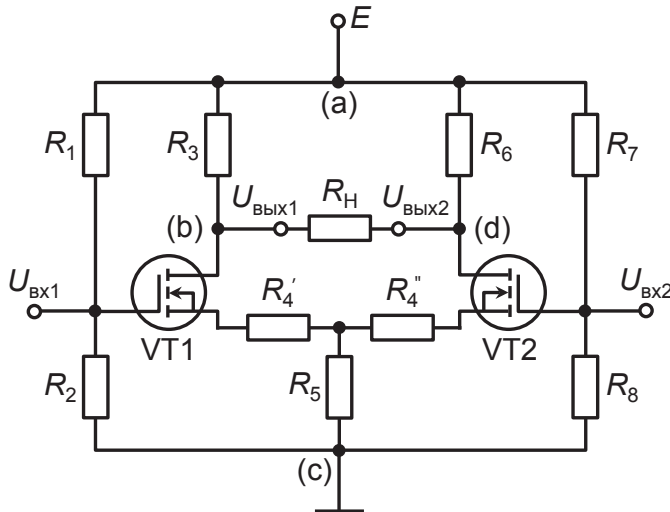


Рис. 3.2. Принципиальная электрическая схема ДУ на полевых транзисторах:

R_3 и R_6 — стоковые нагрузки транзисторов; R_4' , R_4'' и R_5 — истоковые нагрузки транзисторов; R_1 , R_2 , R_7 и R_8 — резисторы, задающие работу транзисторов по постоянному току; R_H — сопротивление нагрузки

Резисторы R_1 , R_2 , R_7 и R_8 задают режим работы транзисторов $VT1$ и $VT2$ по постоянному току, а резисторы R_4' , R_4'' и R_5 обеспечивают балансировку моста. Резисторы R_4' и R_4'' можно заменить одним переменным (подстроечным) резистором с сопротивлением $R_4 = (0,01...0,05)R_5$.

Правильная работа ДУ обеспечивается симметрией плеч моста. С этой целью при проектировании ДУ используют одинаковые транзисторы и выбирают резисторы $R_3 = R_6$, $R_1 = R_7$ и $R_2 = R_8$. В этом случае, при отсутствии входного сигнала $U_{ВХ1} - U_{ВХ2} = 0$, напряжение на выходе $U_{ВЫХ} = U_{ВЫХ1} - U_{ВЫХ2} = 0$ (напряжение между узлами (bd)) не будет зависеть от изменения напряжения питания E .

При появлении входного напряжения $U_{ВХ1} - U_{ВХ2} \neq 0$ происходит изменение внутреннего сопротивления одного или обоих транзисторов. Это, в свою очередь, приводит к перераспределению токов в плечах моста и изменению выходного напряжения. Таким образом, ДУ может функционировать в режимах как симметричного, так и несимметричного входа и (или) выхода. Несимметричный вход реализуется при подаче входного напряжения на один из входов ($U_{ВХ1}$ или $U_{ВХ2}$), а несимметричный выход — при подключении нагрузки к одному из выходов ($U_{ВЫХ1}$ или $U_{ВЫХ2}$) относительно общего вывода.

Рассмотрим работу ДУ в случае симметричного входа и выхода при подаче входного напряжения в виде суммы дифференциальной $U_{Д}$ и синфазной $U_{СФ}$ составляющих $U_{ВХ1} = \frac{U_{Д}}{2} + U_{СФ}$ и $U_{ВХ2} = -\frac{U_{Д}}{2} + U_{СФ}$. Дифференциальными или синфазными называют сигналы с одинаковыми амплитудами и противоположными или одинаковыми фазами, которые одновременно присутствуют на обоих входах ДУ независимо от точки заземления усилителя.

Если коэффициент усиления ДУ равен K , то $U_{ВЫХ} = U_{ВЫХ1} - U_{ВЫХ2} = K(U_{ВХ1} - U_{ВХ2}) = KU_{Д}$. Видно, что ДУ усиливает только дифференциальный сигнал. Таким образом, при воздействии внешних факторов (электромагнитные помехи, температура и др.), приводящих к появлению синфазного сигнала на входе ДУ, баланс моста не нарушается и выходное напряжение $U_{ВЫХ}$ не изменяется.

Одним из основных характеризующих качество ДУ параметров является коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС) $K_{\text{осс}} = \frac{K_{\text{д}}}{K_{\text{сф}}}$,

или в логарифмической форме $K_{\text{осс}} = 20 \lg \left(\frac{K_{\text{д}}}{K_{\text{сф}}} \right)$, где коэффициент уси-

ления дифференциального $K_{\text{д}} = \frac{U_{\text{ввых}}}{U_{\text{д}}}$ и синфазного $K_{\text{сф}} = \frac{U_{\text{ввых}}}{U_{\text{сф}}}$ напряже-

ния. У современных ДУ $K_{\text{осс}} = 10^4 \dots 10^6$, или 80–120 дБ.

3.2. Проектирование дифференциального усилителя

В соответствии с ТЗ требуется выполнить проектирование предварительного усилителя постоянного тока, включающего дифференциальный каскад на полевых транзисторах и эмиттерный повторитель на выходе по следующим исходным данным:

- напряжение питания схемы $E = 15$ и (или) -15 В;
- максимальное значение гармонического напряжения на входе $U_{\text{вх}} = 0,5$ В;
- максимальное значение гармонического напряжения на выходе $U_{\text{ввых}} = 2,5$ В;
- верхняя граничная частота $f_{\text{в}} \geq 1$ МГц;
- предусмотреть возможность подстройки нуля на выходе усилителя.

Расчет ДУ с симметричными плечами (см. рис. 3.2) выполняется для одного из них. Рассмотрим усилительный каскад с общим истоком (ОИ) с учетом того, что $R_{\text{с}} = R_3$ и истока $R_{\text{и}} = R_4' + R_5$ (рис. 3.3).

3.2.1. Расчет по постоянному току

Сначала выбирается подходящий по справочным параметрам полевой транзистор согласно классификации и рекомендациям подгл. 4.1 настоящего пособия. Затем проводится графический расчет каскада по постоянному току. По статическим характеристикам транзистора выбирается положение рабочей точки (РТ) на нагрузочной прямой

(НП) (рис. 3.4). НП задается напряжением питания E и током стока $I_{C\max}$, ограниченного резисторами в цепи стока R_C и истока $R_{И}$ транзистора. При этом обязательно должны выполняться условия:

$$E < U_{\text{Сдоп}};$$

$$I_{\text{Сmax}} = \frac{E}{R_C + R_{И}} < I_{\text{Сдоп}};$$

$$U_{\text{СИ0}} I_{\text{C0}} < P_{\text{Сдоп}}.$$

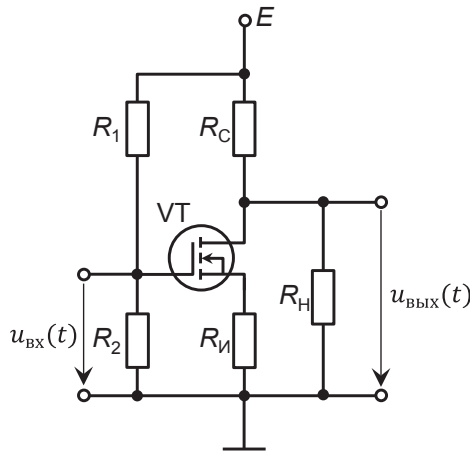
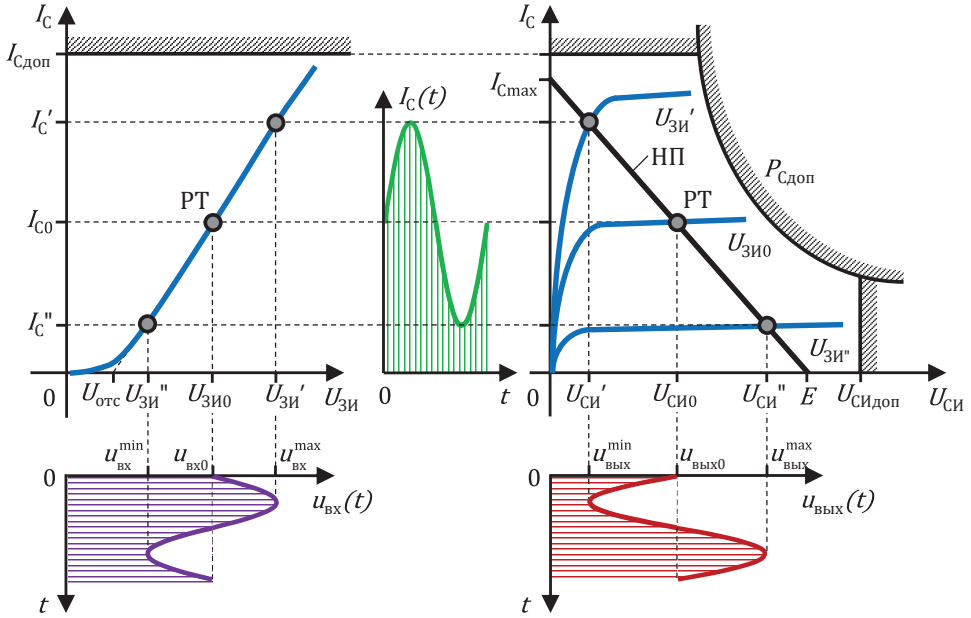


Рис. 3.3. Принципиальная электрическая схема каскада усиления с ОИ

Положение РТ на НП по постоянному току определяется из полярности усиливаемого сигнала. Для напряжения обеих полярностей (например, гармонический сигнал) РТ выбирается вблизи середины НП (рис. 3.4, а), что соответствует работе усилителя в классе А. Изменение входного напряжения $u_{\text{вх}}(t)$ в течение одного периода в последовательности $u_{\text{вх0}} \rightarrow u_{\text{вх}}^{\max} \rightarrow u_{\text{вх0}} \rightarrow u_{\text{вх}}^{\min} \rightarrow u_{\text{вх0}}$ приводит к изменению тока стока $I_{\text{C0}} \rightarrow I'_{\text{C0}} \rightarrow I_{\text{C0}} \rightarrow I''_{\text{C0}} \rightarrow I_{\text{C0}}$ и изменению выходного напряжения $u_{\text{вых}}(t)$ в порядке $u_{\text{вых0}} \rightarrow u_{\text{вых}}^{\min} \rightarrow u_{\text{вых0}} \rightarrow u_{\text{вых}}^{\max} \rightarrow u_{\text{вых0}}$. Для однополярного напряжения (в нашем случае треугольного положительного) РТ задается вблизи напряжения отсечки $U_{\text{отс}}$ (рис. 3.4, б), что соответствует работе усилителя в режиме В. В то же время изменения $u_{\text{вх}}(t)$ и $u_{\text{вых}}(t)$ аналогичны первому полупериоду гармонического сигнала (рис. 3.4, а). Видно, что напряжения на входе и выходе усилителя изменяются в противофазе, т. е. сдвиг фазы между сигналами равен π .

a



б

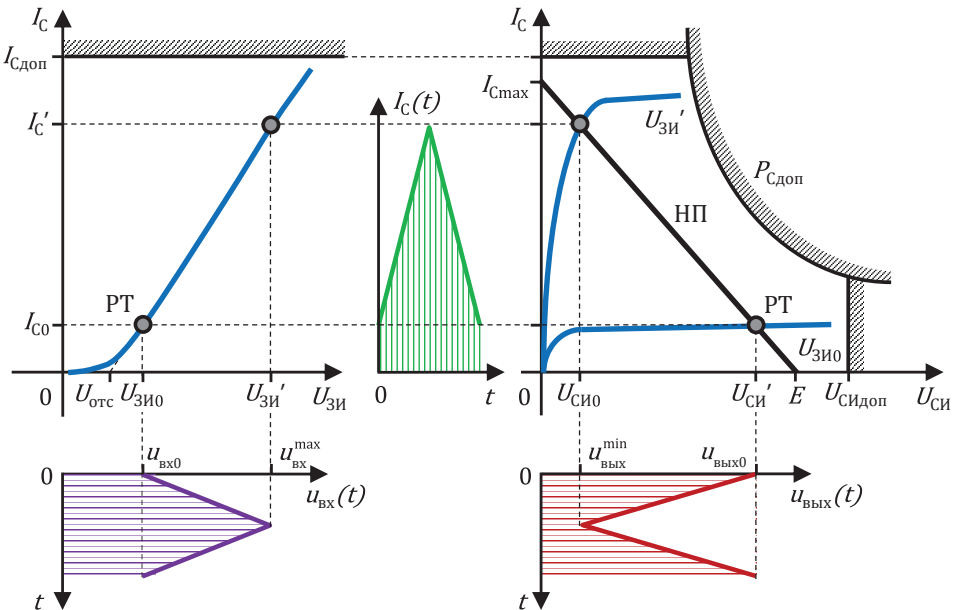


Рис. 3.4. Выбор положения рабочей точки (РТ) каскада с ОИ по сток-затворной $I_C = f(U_{ЗИ})$ и стоковым $I_C = f(U_{СИ})$ характеристикам МДП-транзистора с индуцированным каналом п-типа для гармонического двухполярного (а) и треугольного однополярного (б) положительного напряжения

Положение РТ на НП по постоянному току задается внешними цепями, обеспечивающими смещение транзистора фиксированным напряжением на затворе, в нашем случае — делителем напряжения на резисторах R_1 и R_2 (см. рис. 3.3). В таком случае напряжение смещения транзистора будет

$$U_{\text{зи0}} \approx E \frac{R_2}{R_1 + R_2} - R_{\text{и}} I_{\text{с0}}.$$

Для исключения влияния зависимости тока затвора от температуры и подверженности его значительному разбросу даже для транзисторов из одной партии, эквивалентное сопротивление в цепи затвора принимают $R_3 = (0,01 \dots 0,03) R_{\text{зи}}$, где $R_{\text{зи}}$ — входное сопротивление МДП-транзистора, $R_{\text{зи}} = 10^{10} \dots 10^{14}$ Ом.

При расчетах усилителей на МДП-транзисторах также учитывают температурные изменения их сток-затворных характеристик. Из рис. 3.5 видно, что $I_{\text{с}} = f(U_{\text{зи}})$ и кривые для разных температур T_1 и T_2 пересекаются в точке с координатами (U, I) , для которой изменения тока стока $\Delta I_{\text{с}} = 0$. В то же время при повышении температуры и $U_{\text{зи}} < U$ регистрируется увеличение $I_{\text{с}}$ и $\Delta I_{\text{с}} > 0$, а при $U_{\text{зи}} > U$ — уменьшение $I_{\text{с}}$ и $\Delta I_{\text{с}} < 0$. Данные изменения вызваны физическими процессами в слое диэлектрика и приводят к уменьшению напряжения отсечки $U_{\text{отс}}$ и крутизны S характеристик при увеличении температуры T . На практике эффект термокомпенсации наблюдается при условии $U_{\text{зи0}} \approx (1,05 \dots 1,10) U_{\text{отс}}$, что увеличивает температурную стабильность УПТ.

Далее выполним расчет ДУ по постоянному току согласно ТЗ.

В результате проведенного подбора полевых транзисторов, представленного в подгл. 4.1, для дифференциального каскада разрабатываемого усилителя была выбрана транзисторная сборка 2ПС202, состоящая из двух кремниевых эпитаксиально-планарных ионно-легированных полевых малошумящих транзисторов с р-п переходом и каналом n-типа. Сборка предназначена для применения во входных каскадах дифференциальных малошумящих усилителей низкой частоты и постоянного тока с высоким входным сопротивлением.

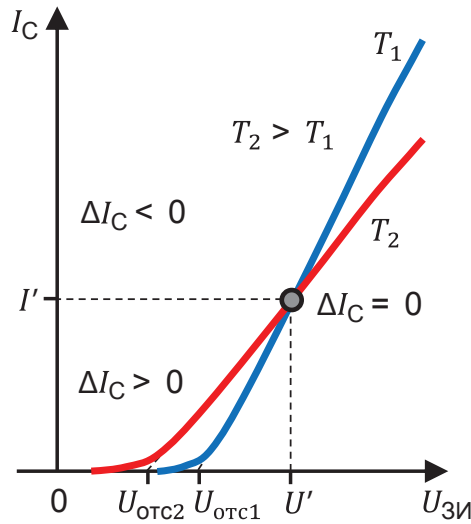


Рис. 3.5. Температурная зависимость статической передаточной характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом

В рассматриваемой серии выбираем транзисторную сборку 2ПС202Г со следующими параметрами:

- максимальная рассеиваемая мощность $P_{\text{доп}} = 60$ мВт;
- максимально допустимое напряжение сток — исток $U_{\text{СИдоп}} = 15$ В;
- максимально допустимое напряжение затвор — сток $U_{\text{ЗСдоп}} = 20$ В;
- максимально допустимое напряжение затвор — исток $U_{\text{ЗИдоп}} = 0,5$ В;
- напряжение отсечки полевого транзистора $U_{\text{отс}} = 2$ В;
- крутизна характеристики полевого транзистора $S \geq 1$ мСм;
- входная емкость полевого транзистора $C_{11И} = C_{3И} \leq 6$ пФ;
- проходная емкость полевого транзистора $C_{12И} = C_{3С} \leq 2$ пФ.

Зарубежным аналогом выбранной сборки 2ПС202Г является транзисторная сборка 2N3958.

Поскольку выбрана транзисторная сборка полевых транзисторов с n-каналами, согласно ТЗ выбираем напряжение питания каскада $E = 15$ В и $U_{\text{СИ0}} = U_{\text{СИ0}}^{\text{VT1}} = U_{\text{СИ0}}^{\text{VT2}} = 7,5$ В.

Для обеспечения температурной стабильности схемы по статической передаточной характеристике транзистора $I_C = f(U_{\text{ЗИ}})|_{U_{\text{ЗИ}} = \text{const}}$, выбираем положение рабочей точки транзистора $U_{\text{ЗИ0}} = -1,25$ В, $I_{\text{C0}} = 0,5$ мА (рис. 3.6).

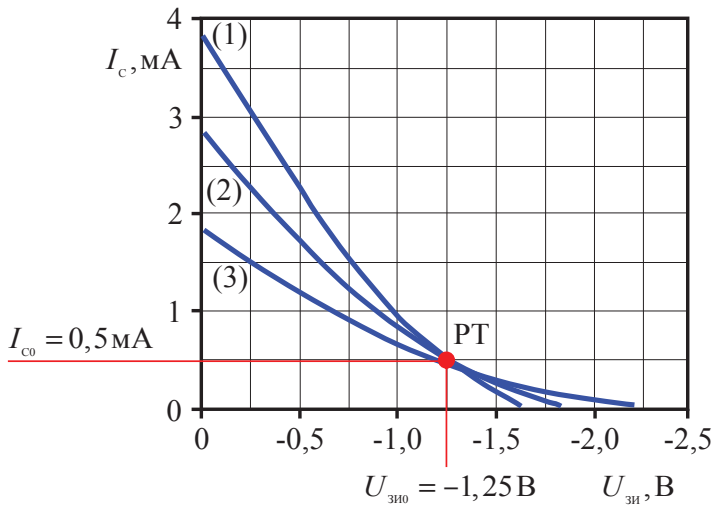


Рис. 3.6. Типовые зависимости тока I_C от напряжения $U_{зи}$ при напряжении $U_{си} = 20$ В и различных температурах $T = -55$ (1), 25 (2) и 125 °С (3) для транзисторной сборки 2ПС202 (аналог 2N3958)

Поскольку $U_{си0} = 7,5$ В, то $R_{и} + R_{с} = \frac{E - U_{си0}}{I_{с0}} = 15$ кОм.

Напомним, что тип полевого транзистора определяет вид передаточной характеристики и, следовательно, обуславливает расчет его цепей смещения.

Рассчитаем цепь смещения полевого транзистора при напряжении $U_{з0} = 0$ В. Сопротивление составит $R_{и} = \frac{U_{з0}}{I_{с0}} = 2,5$ кОм и $R_{с} = 12,5$ кОм.

Поскольку в дифференциальном каскаде через сопротивление $R_{и}$ протекает двойной ток $I_{с0}$, то $R_{и}^{дв} = 1,25$ кОм. Выбираем номиналы резисторов согласно ряду E24: $R_{и}^{дв} = 1,2$ кОм и $R_{и}^{дв} = R_{с1} = R_{с2} = 12$ кОм.

Проверку расчета схемы ДУ с несимметричным выходом по постоянному току выполним в программном пакете NI Multisim. Моделируемая принципиальная схема усилителя с показаниями измерительных приборов (вольтметров и амперметров) в соответствующих узлах представлена на рис. 3.7.

Из показаний измерительных приборов PR1, PR2 и PR4, PR5 видно, что $U_{си0}^{VT1} = 7,30$ В, $I_{с0}^{VT1} = 527$ мкА и $U_{си0}^{VT2} = 7,61$ В, $I_{с0}^{VT2} = 500$ мкА для левого и правого плеч ДУ соответственно. В то же время, по показа-

ниям PR3, резистор $R_{И}$ обеспечивает напряжение смещение транзисторов $U_{3И0}^{VT1} = U_{3И0}^{VT2} = 1,23 \text{ В}$, и через него протекает общий ток $I_{C0} = 1,03 \text{ мА}$. Таким образом, рассчитанные и выбранные согласно ряду E24 номиналы резисторов обеспечивают работу ДУ по постоянному току в классе А.

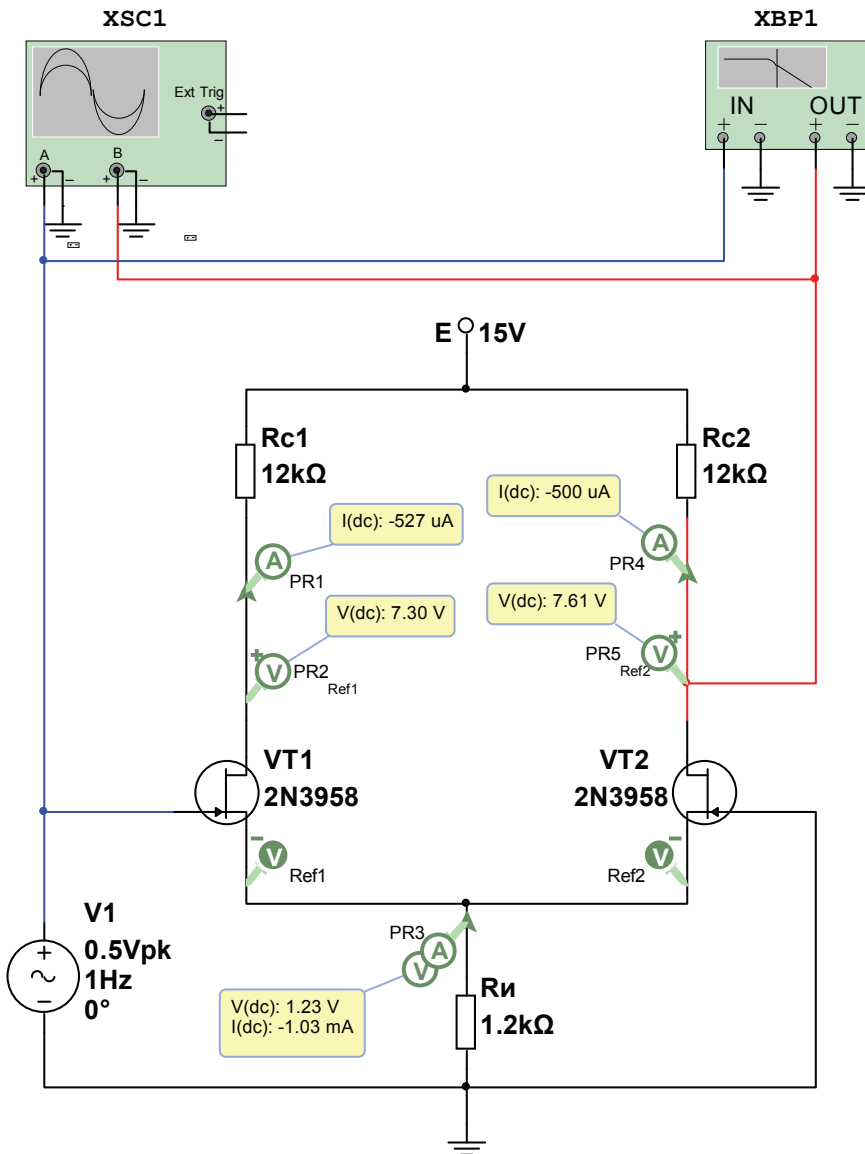


Рис. 3.7. Принципиальная электрическая схема ДУ с несимметричным выходом

3.2.2. Расчет по переменному току

Основные параметры каскада с ОИ в линейном режиме усиления рассчитывают по эквивалентной схеме, основой которой является физическая схема замещения транзистора VT (обведена штриховой линией на рис. 3.8). Усилительные свойства МДП-транзистора обеспечиваются источником тока $Su_{3И}$ с параллельно включенным внутренним сопротивлением r_i . $C_{3И}$, $C_{3С}$ и $C_{СИ}$ — межэлектродные емкости МДП-структуры, оказывающие влияние на свойства транзистора в области высоких частот (ВЧ).

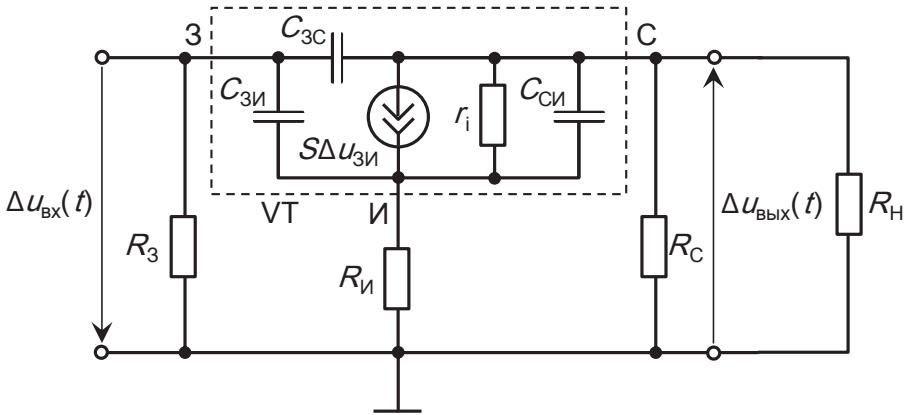


Рис. 3.8. Эквивалентная схема замещения усилительного каскада с ОИ:

R_3 — сопротивление делителя в цепи затвора транзистора, $R_3 = R_1 \parallel R_2$; $C_{3И}$, $C_{3С}$ и $C_{СИ}$ — межэлектродные емкости МДП-структуры; S — крутизна сток-затворной характеристики транзистора, $S = \Delta i_c / \Delta u_{3И}$; r_i — сопротивление канала МДП-транзистора; R_C и R_H — сопротивление цепи стока и сопротивление нагрузки транзистора по переменному току соответственно

В области средних частот (СЧ), когда все переходные процессы закончились и схема находится в установившемся режиме, указанные емкости исключаются. Эквивалентная схема рассматриваемого каскада усиления в области СЧ представлена на рис. 3.9, а. Видно, что данная электрическая цепь является по сути источником тока, управляемого напряжением (ИТУН) при $u_{ВХ} = u_{3И} + u_{И}$.

Расчитаем ток через резистор $R_{И}$ при условии $r_i \gg R_{И}, R_C \parallel R_H$:

$$i_{И} = Su_{3И} \frac{r_i}{r_i + R_{И} + R_C \parallel R_H} \approx Su_{3И}.$$

Найдем $u_{\text{ВХ}} = u_{\text{ЗИ}} + u_{\text{И}} = u_{\text{ЗИ}} + i_{\text{И}} R_{\text{И}} = (1 + SR_{\text{И}}) u_{\text{ЗИ}}$ и $u_{\text{ВЫХ}} = -i_{\text{И}} (R_{\text{С}} \parallel R_{\text{Н}}) = -S (R_{\text{С}} \parallel R_{\text{Н}}) u_{\text{ЗИ}}$.

Определим коэффициент передачи по напряжению в области СЧ

$$K_u = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВХ}}} \approx \frac{-S (R_{\text{С}} \parallel R_{\text{Н}})}{1 + SR_{\text{И}}} = \frac{K_0}{F},$$

где K_0 — коэффициент усиления по напряжению в области СЧ, $K_0 = -S (R_{\text{С}} \parallel R_{\text{Н}})$; F — глубина отрицательной обратной связи (ООС), $F = 1 + SR_{\text{И}}$. Отрицательное значение K_0 указывает на то, что каскад с ОИ инвертирует входной сигнал.

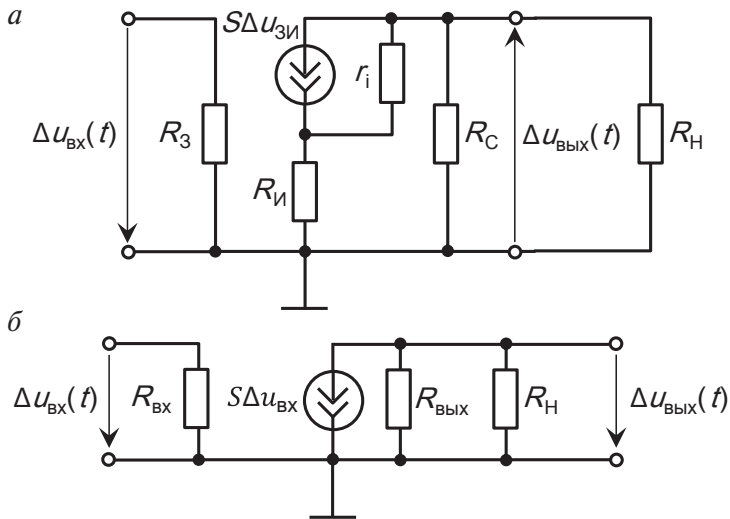


Рис. 3.9. Схемы замещения усилительного каскада с ОИ в области средних частот в виде полной эквивалентной схемы (а) и источника тока, управляемого напряжением (ИТУН) (б)

Для устранения последовательной ООС по току через $R_{\text{И}}$, параллельно резистору подключают электролитический конденсатор $C_{\text{И}}$. В этом случае эквивалентную схему каскада с ОИ в области СЧ можно представить в виде ИТУН со следующими параметрами (см. рис. 3.9, б):

- входное сопротивление $R_{\text{ВХ}} = R_3 = R_1 \parallel R_2$;
- выходное сопротивление $R_{\text{ВЫХ}} = (r_i + R_{\text{И}}) \parallel R_{\text{С}} \approx R_{\text{С}}$;
- коэффициент усиления по напряжению $K_0 \approx -S (R_{\text{С}} \parallel R_{\text{Н}})$.

Если плечи ДК симметричны, то через резистор R_5 не протекает переменная составляющая выходного тока и последовательная ООС по току через R_5 отсутствует. В этом случае можно не подключать конденсатор $C_{и}$, а расчет проводить на одно плечо ДК, как для усилительного каскада с ОИ. Однако при определении напряжения смещения транзистора $U_{зИ0}$ следует учитывать, что через R_5 протекают токи обоих плеч и падение напряжения на нем $U_{C0} = 2I_{C0}$. В случае несимметричных плеч ДК напряжение смещения для транзистора $VT1$ определяется как $U_{зИ0}^{VT1} = U_{30}^{VT1} - I_{C0}^{VT1} R_4 - (I_{C0}^{VT1} + I_{C0}^{VT2}) R_5$, а для $VT2$ — $U_{зИ0}^{VT2} = U_{30}^{VT2} - I_{C0}^{VT2} R_4 - (I_{C0}^{VT1} + I_{C0}^{VT2}) R_5$, т. к. у транзисторов разные РТ.

Таким образом, сказанное выше позволяет исключить резистор $R_{и}$ из эквивалентной схемы усилительного каскада с ОИ в области ВЧ (рис. 3.10, а) и не учитывать его при расчетах по переменному току. Используя методы комплексных амплитуд и узловых потенциалов (напряжений), можно записать следующее уравнение для стока транзистора:

$$\left[j\omega(C_{зC} + C_{СИ}) + \frac{1}{r_i} + \frac{1}{R_C} \right] \dot{U}_{\text{ВЫХ}} = -S\dot{U}_{\text{ВХ}} \text{ или } Y_{\text{ВЫХ}} \dot{U}_{\text{ВЫХ}} = -S\dot{U}_{\text{ВХ}},$$

где $Y_{\text{ВЫХ}}$ — выходная комплексная проводимость, $Y_{\text{ВЫХ}} = \frac{1}{Z_{\text{ВЫХ}}} = j\omega C_{\text{ВЫХ}} + \frac{1}{r_i} + \frac{1}{R_C}$, и $C_{\text{ВЫХ}}$ — эквивалентная выходная емкость усилителя, $C_{\text{ВЫХ}} = C_{зC} + C_{СИ}$. Обычно выполняется условие $C_{СИ} < C_{зC}$.

Таким образом, при условии $\frac{1}{r_i} \rightarrow 0$ получаем

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} \approx - \frac{S\dot{U}_{\text{ВХ}}}{\left[j\omega C_{\text{ВЫХ}} + \frac{1}{R_C} \right]} = - \frac{SR_C \dot{U}_{\text{ВХ}}}{1 + j\omega\tau_{\text{ВЫХ}}} = \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_{\text{ВЫХ}}} \dot{U}_{\text{ВХ}},$$

где $\tau_{\text{ВЫХ}}$ — постоянная времени усилительного каскада по выходу, $\tau_{\text{ВЫХ}} = C_{\text{ВЫХ}} R_C$.

Отметим, что у полевых транзисторов на высоких и сверхвысоких частотах (10–100 МГц) крутизна становится комплексной величиной

$$\dot{S} = \frac{S}{1 + j \frac{\omega}{\omega_s}} = \frac{S}{1 + j\omega\tau_{\text{вх}}},$$

где ω_s — предельная частота коэффициента передачи тока транзистора, включенного по схеме с ОИ, $\omega_s = 2\pi f_s = \frac{1}{\tau_{\text{вх}}} = \frac{1}{R_3 C_{\text{вх}}}$. Однако это

свойство не принимается во внимание при практических расчетах.

Определим комплексный коэффициент передачи по напряжению

$$\dot{K}_u = \frac{\dot{U}_{\text{ввых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_{\text{ввых}}}$$

и коэффициент усиления в области ВЧ

$$K_u = |\dot{K}_u| = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\omega\tau_{\text{ввых}})^2}}.$$

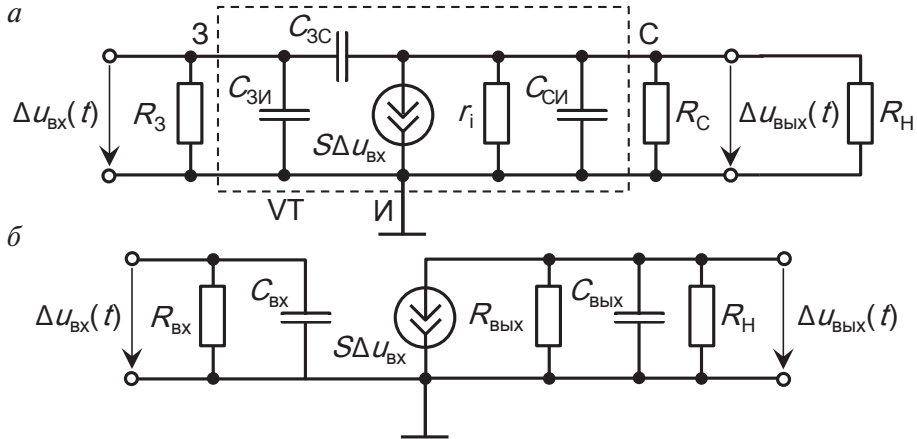


Рис. 3.10. Схемы замещения усилительного каскада с ОИ в области высоких частот в виде физической эквивалентной схемы (а) и источника тока, управляемого напряжением (ИТУН) (б)

Для расчета входного комплексного сопротивления или проводимости определим входной комплексный ток

$$\dot{I}_{\text{вх}} = \left(j\omega C_{3\text{ЗИ}} + \frac{1}{R_3} \right) \dot{U}_{\text{вх}} + j\omega C_{3\text{С}} (\dot{U}_{\text{вх}} - \dot{U}_{\text{ввых}}) \approx \left(j\omega C_{\text{вх}} + \frac{1}{R_3} \right) \dot{U}_{\text{вх}},$$

где $C_{\text{вх}}$ — эквивалентная входная емкость усилителя, $C_{\text{вх}} \approx C_{\text{зи}} + C_{\text{зс}}(1 + K_u)$.

Поскольку межэлектродные емкости полевого транзистора малы, то при расчетах следует учитывать влияние емкости монтажа $C_{\text{м}} = 3...5$ пФ. Таким образом, $C_{\text{вх}} \approx C_{\text{зи}} + C_{\text{зс}}(1 + K_u) + C_{\text{м}}$, тогда

$$Y_{\text{вх}} = \frac{1}{Z_{\text{вх}}} = \frac{\dot{I}_{\text{вх}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = j\omega C_{\text{вх}} + \frac{1}{R_3}.$$

Таким образом, усилительный каскад с ОИ в области ВЧ можно представить в виде ИТУН (см. рис. 3.10, б). Видно, что на входе и выходе ИТУН образуются две RC-цепи, искажающие сигнал в области ВЧ. Определим верхнюю частоту как

$$f_{\text{в}} = \frac{1}{2\pi\tau_{\text{в}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_{\text{вх}}^2 + \tau_{\text{вых}}^2}},$$

где $\tau_{\text{в}}$ — эквивалентная постоянная времени, $\tau_{\text{в}} = \sqrt{\tau_{\text{вх}}^2 + \tau_{\text{вых}}^2}$, а $\tau_{\text{вх}}$ и $\tau_{\text{вых}}$ — постоянные времени входной и выходной цепи, $\tau_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} C_{\text{вх}}$, $\tau_{\text{вых}} = R_{\text{вых}} C_{\text{вых}}$.

Далее приведем расчет ДУ по переменному току согласно ТЗ.

Оценим значения крутизны транзисторов в области рабочей точки по зависимости тока $I_{\text{с}}$ от напряжения $U_{\text{зи}}$ при комнатной температуре (см. рис. 3.6). Поскольку $S = \frac{\Delta I_{\text{с}}}{\Delta U_{\text{зи}}}$, то $S \approx 1$ мСм.

Определим основные параметры дифференциального каскада:

- входное сопротивление $R_{\text{вх}}^{\text{ДУ}} = R_3 \parallel R_{\text{Г}} \approx R_{\text{Г}}$, т. к. $R_3 \rightarrow \infty$. Пусть $R_{\text{Г}} = 1$ кОм;
- выходное сопротивление $R_{\text{вых}}^{\text{ДУ}} = R_{\text{С}} \parallel R_{\text{Н}} \approx R_{\text{С}} = 12,5$ кОм, т. к. $R_{\text{Н}} \gg R_{\text{С}}$;
- коэффициент усиления по напряжению при несимметричном выходе $K_0^{\text{ДУ}} \approx \frac{SR_{\text{С}}}{2} \approx 6$;
- эквивалентная входная емкость $C_{\text{вх}}^{\text{ДУ}} = C_{11\text{И}} + C_{12\text{И}}(1 + K_0^{\text{ДУ}}) + C_{\text{м}} = 6 + 2 \cdot 13,5 + 5 = 38$ пФ;
- эквивалентная выходная емкость $C_{\text{вых}}^{\text{ДУ}} = 2C_{11\text{И}} = 12$ пФ;

- верхняя частота $f_B^{ДУ} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(R_{ВХ}^{ДУ}C_{ВХ}^{ДУ})^2 + (R_{ВЫХ}^{ДУ}C_{ВЫХ}^{ДУ})^2}} \approx 1$ МГц.

Воспользуемся виртуальными приборами NI Multisim (см. рис. 3.7) и выполним анализ работы разработанной схемы ДУ по переменному току. Лицевые панели двухканального осциллографа (XSC1) и построителя частотных характеристик (XBP1) в режиме симуляции показаны на рис. 3.11.

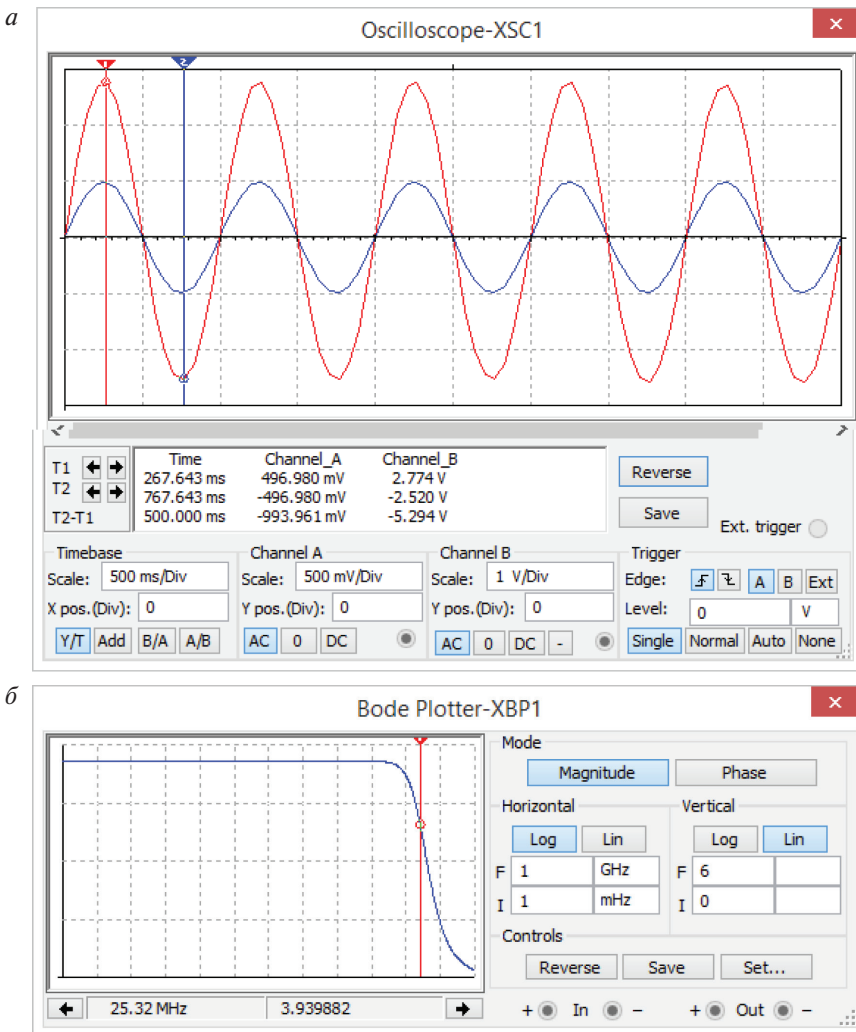


Рис. 3.11. Осциллограммы работы (*a*) и амплитудно-частотная характеристика (*б*) ДУ с несимметричным выходом

Из рис. 3.11, *а* видно, что, при амплитуде гармонического сигнала на входе усилителя (Channel_A) $U_m \approx 0,5$ мВ с частотой $f = 1$ Гц, на выходе ДУ (Channel_B) регистрируется неинвертированный сигнал амплитудой $U_m \approx 2,8$ и $2,5$ В для положительной и отрицательной полуволн соответственно. Отметим, что разные уровни усиления для различных полуволн гармонического сигнала обусловлены нелинейностью входной характеристики полевых транзисторов.

Анализируя изображенную на рис. 3.11, *б* АЧХ ДУ, получаем, что коэффициент усиления по напряжению в области низких и средних частот $K_0 \approx 5,6$, а нижняя частота $f_n = 0$ Гц и верхняя частота $f_b \approx 25$ МГц.

Представленные выше результаты моделирования разработанного дифференциального усилителя на полевых транзисторах с несимметричным выходом подтверждают правильность расчетов.

3.3. Проектирование эмиттерного повторителя

Эмиттерный повторитель (ЭП) является усилительным каскадом на основе биполярного транзистора, включенного по схеме с общим коллектором (ОК) со 100 % ООС по току (рис. 3.12).

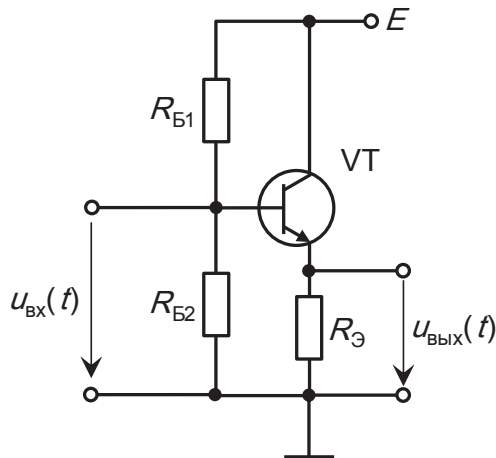


Рис. 3.12. Принципиальная электрическая схема каскада усиления с общим коллектором на биполярном транзисторе n-p-n типа

Идеальный ЭП обладает высоким входным сопротивлением $R_{вх} \rightarrow \infty$ и малым выходным сопротивлением $R_{вых} \rightarrow 0$, а также большим ко-

эффицентом передачи по току $K_i = \beta$ и коэффициентом передачи по напряжению $K_u = 1$, т. е. является повторителем напряжения. ЭП используются в качестве согласующих каскадов во входных, в промежуточных и выходных цепях устройств контроля.

Выполним расчет ЭП по постоянному и переменному току.

3.3.1. Расчет по постоянному току

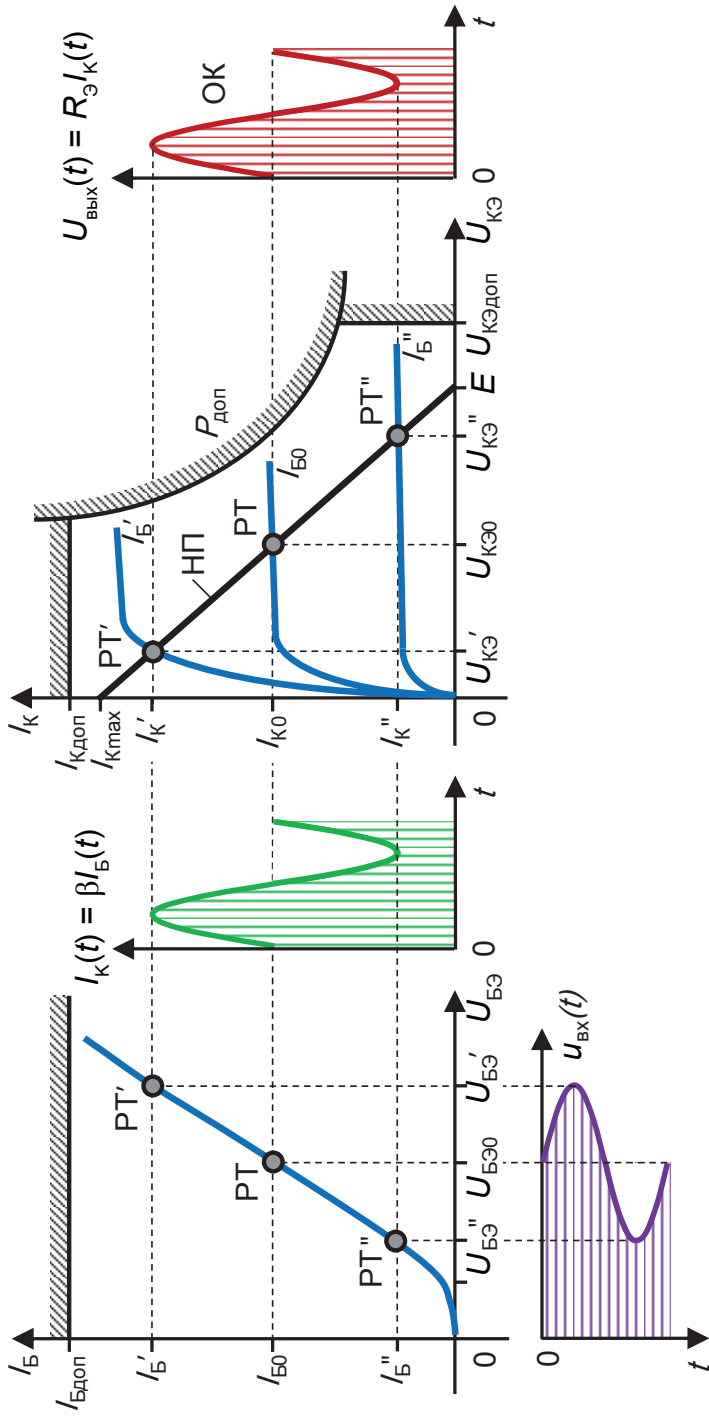
При расчете сначала выбирается подходящий биполярный транзистор по справочным параметрам согласно классификации и рекомендациям п. 4.1.1 и 4.1.3 настоящего пособия. Затем проводится графический расчет каскада по постоянному току. По статическим характеристикам транзистора выбирается положение РТ на НП (рис. 3.13). НП задается напряжением питания E и максимальным током коллектора I_{Kmax} , ограниченного резистором $R_Э$. При этом должны обязательно выполняться условия:

$$\begin{aligned} E &\leq U_{KЭдоп}; \\ I_{Kmax} &= \frac{E}{R_Э} \leq I_{Kдоп}; \\ U_{KЭ0} I_{K0} &< P_{доп}. \end{aligned}$$

Положение РТ на НП по постоянному току определяется исходя из полярности входного сигнала. Для напряжения обеих полярностей (например, гармонический сигнал) РТ выбирается вблизи середины НП (рис. 3.13, а), а для однополярного напряжения (в нашем случае треугольного положительного) РТ задается вблизи области отсечки транзистора (рис. 3.13, б). Из рисунков видно, что напряжения на входе $u_{вх}(t)$ и выходе $u_{вых}(t) = R_Э I_K(t)$ каскада изменяются синхронно, т. е. сдвиг фазы между сигналами равен 0.

Положение РТ на НП по постоянному току задается внешними цепями, в нашем случае (см. рис. 3.12) делителем напряжения на резисторах R_1 и R_2 , обеспечивающим смещение фиксированным напряжением на базе. Таким образом, напряжение смещения транзистора определяется как

$$U_{БЭ0} \approx R_2 I_{дел} - R_Э I_{K0} = E \frac{R_2}{R_1 + R_2} - R_Э \beta I_{Б0}.$$



a

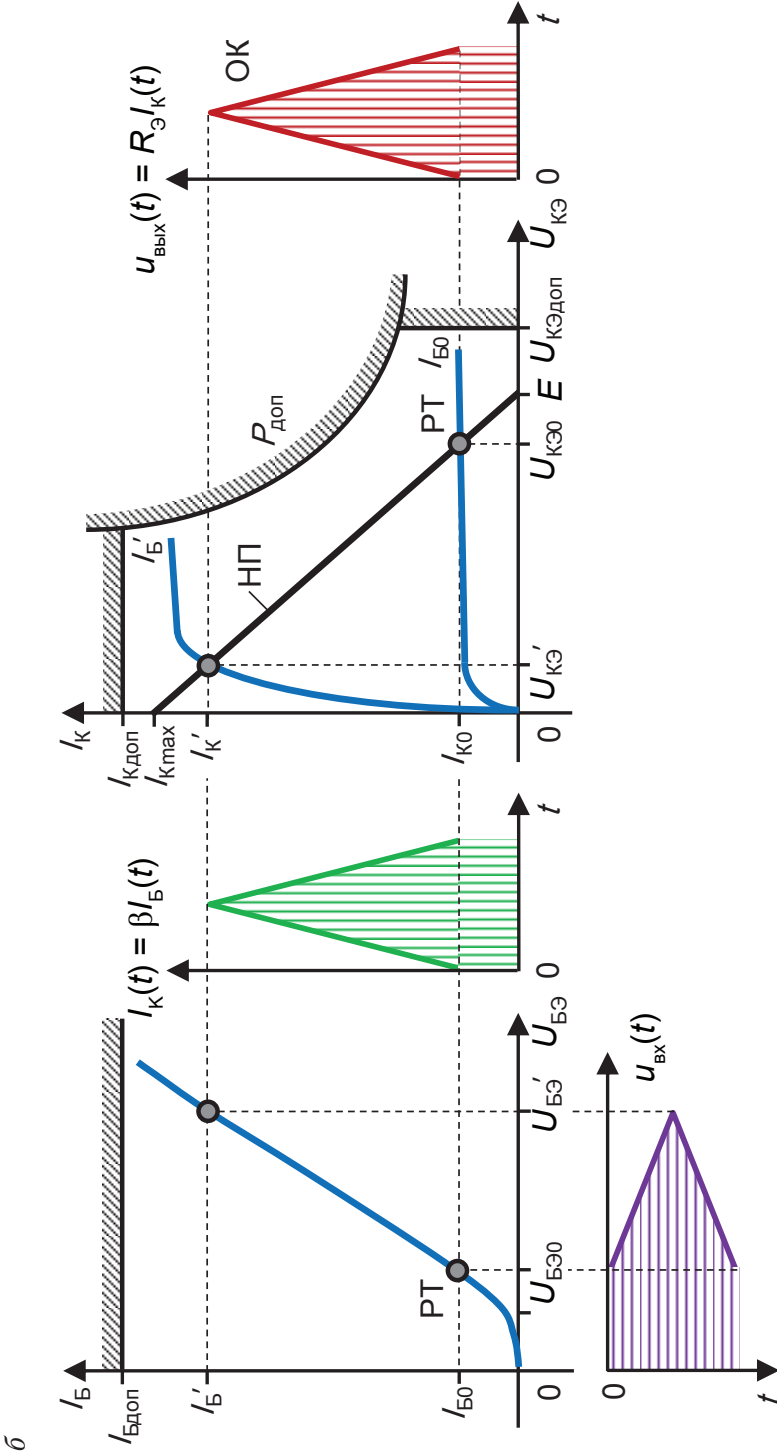


Рис. 3.13. Определение положения рабочей точки (РТ) каскада с ОЭ и ОК по входной $I_B = f(U_{БЭ})$ и выходной $I_K = f(U_{КЭ})$ характеристикам биполярного транзистора для гармонического двухполярного (а) и треугольного однополярного (б) положительного напряжения

Отметим, что ток делителя в цепи базы $I_{\text{дел}} = \text{const}$ и не зависит от температуры, а ток базы подвержен температурному влиянию $I_{\text{Б0}} = f(T)$. Для обеспечения термостабильности схемы должно выполняться условие $I_{\text{дел}} \gg I_{\text{Б0}}$. На практике задают $I_{\text{дел}} = (5 \dots 10) I_{\text{Б0}}$.

Рассчитаем ЭП на n-p-n-транзисторе КТ3102Д (зарубежный аналог BC547B) согласно требованиям ТЗ. Обоснование выбора указанного транзистора выполнялось ранее, при расчете фазоинвертора в подгл. 2.4.

Поскольку выбран n-p-n-транзистор и на вход ЭП подается напряжение обоих полярностей, задаем напряжение питания усилителя $E = 15 \text{ В}$ и рабочую точку транзистора на середине нагрузочной прямой $U_{\text{КЭ0}} = \frac{E}{2} = 7,5 \text{ В}$.

Для увеличения входного сопротивления ЭП задаем максимальный ток коллектора транзистора $I_{\text{Кmax}} = 1 \text{ мА}$, тогда $I_{\text{К0}} = 0,5 \text{ мА}$ и $R_{\text{Э}} = \frac{E - U_{\text{КЭ0}}}{I_{\text{К0}}} = 15 \text{ кОм}$.

По зависимости напряжения $U_{\text{БЭ}}$ от тока $I_{\text{К}}$ для используемого транзистора (см. рис. 2.6) графическим способом определяем напряжение смещения $U_{\text{БЭ0}} = 0,61 \text{ В}$. Поскольку $\beta = \sqrt{200 \cdot 500} \approx 316$, то $I_{\text{Б0}} = \frac{I_{\text{К0}}}{\beta} \approx 1,6 \text{ мкА}$ и $I_{\text{дел}}^{\text{ТЗ}} = 10 I_{\text{Б0}}^{\text{ТЗ}} = 16 \text{ мкА}$.

Рассчитываем базовый делитель:

$$R_{\text{Б2}} = \frac{U_{\text{Б0}}}{I_{\text{дел}}} = \frac{U_{\text{БЭ0}} + R_{\text{Э}} I_{\text{К0}}}{I_{\text{дел}}} \approx 507 \text{ кОм} \text{ и } R_{\text{Б1}} = \frac{E - U_{\text{Б0}}}{I_{\text{дел}} + I_{\text{Б0}}} \approx 391 \text{ кОм}.$$

Выбираем номиналы резисторов согласно ряду E24: $R_{\text{Б1}} = 390 \text{ кОм}$, $R_{\text{Б2}} = 510 \text{ кОм}$ и $R_{\text{Э}} = 15 \text{ кОм}$.

Проверку расчета схемы ЭП по постоянному току выполним в программе NI Multisim. Моделируемая принципиальная схема согласующего каскада с показаниями измерительных приборов в соответствующих узлах представлена на рис. 3.14.

Из показаний измерительных приборов PR3 и PR4 видно, что $U_{\text{КЭ0}} = 7,39 \text{ В}$, $I_{\text{К0}} \approx I_{\text{Э0}} = 499 \text{ мкА}$, а PR1 и PR2: $I_{\text{дел}} = 15,8 \text{ мкА} \gg \gg I_{\text{Б0}} = 1,8 \text{ мкА}$. Таким образом, рассчитанные и выбранные согласно ряду E24 номиналы резисторов обеспечивают термостабильность и работу эмиттерного повторителя по постоянному току в классе А.

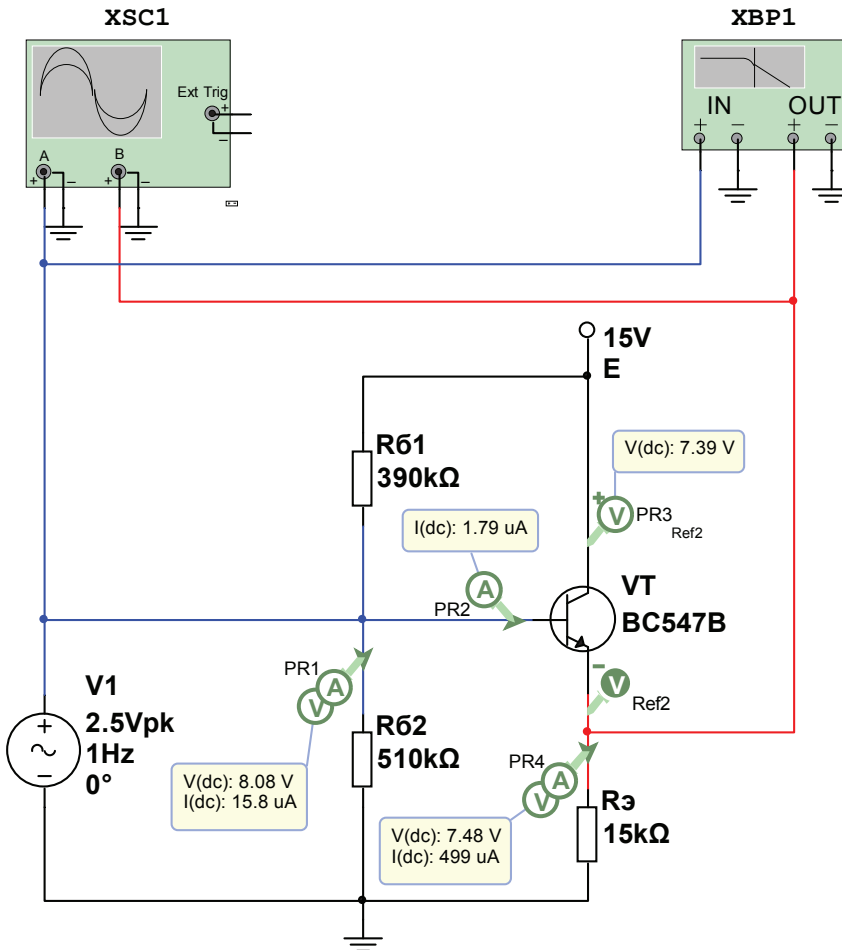


Рис. 3.14. Принципиальная электрическая схема эмиттерного повторителя

3.3.2. Расчет по переменному току

Для расчета эмиттерного повторителя по переменному току воспользуемся приведенной на рис. 3.15 его схемой замещения. Видно, что сопротивление R_3 одновременно принадлежит как входной, так и выходной цепи. Таким образом, через сопротивление R_3 реализуется 100 % ООС по току. Допустим, что $\beta \gg 1$ и $\Delta u_{бэ} \ll \Delta u_3$, получим

$$\Delta u_{\text{вх}} = \Delta u_3 = \Delta i_3 R_3 = \Delta u_{\text{вых}}.$$

Таким образом, коэффициент усиления ЭП в области НЧ и СЧ

$$K_0 = \frac{\Delta u_{\text{ВЫХ}}}{\Delta u_{\text{ВХ}}} = 1.$$

Входное сопротивление ЭП в области НЧ и СЧ при условии, что $R_{\text{Э}} \ll r_{\text{К}}$, составит

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{\Delta u_{\text{ВХ}}}{\Delta i_{\text{ВХ}}} = \frac{\Delta u_{\text{ВХ}}}{\frac{\Delta u_{\text{ВХ}}}{R_{\text{Б}}} + \frac{\Delta u_{\text{ВХ}}}{r_{\text{Б}} + R_{\text{Э}}(\beta + 1)}} = R_{\text{Б}} \parallel (r_{\text{Б}} + (\beta + 1)R_{\text{Э}})$$

и выходное сопротивление ЭП

$$R_{\text{ВЫХ}} = \frac{\Delta u_{\text{ВЫХ}}}{\Delta i_{\text{ВЫХ}}} \approx \frac{\Delta u_{\text{ВХ}}}{(\beta + 1)\Delta i_{\text{Б}}} = \frac{r_{\text{Б}}\Delta i_{\text{Б}}}{(\beta + 1)\Delta i_{\text{Б}}} = \frac{r_{\text{Б}}}{\beta + 1}.$$

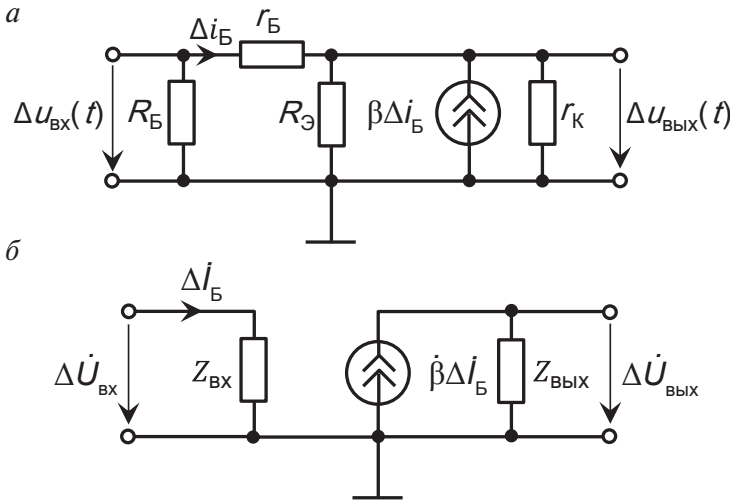


Рис. 3.15. Схемы замещения эмиттерного повторителя в области средних частот (а) и высоких частот (б)

Остальные параметры эмиттерного повторителя в области ВЧ определяются аналогично каскада с ОЭ (см. п. 2.1.2).

Комплексные входное и выходное сопротивления ЭП в области ВЧ

$$Z_{\text{ВХ}} = \frac{R_{\text{ВХ}}}{1 + j\omega\tau_{\text{ВХ}}} \text{ и } Z_{\text{ВЫХ}} = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{1 + j\omega\tau_{\text{ВЫХ}}},$$

где $\tau_{\text{ВХ}}$ и $\tau_{\text{ВЫХ}}$ — постоянные времени входной и выходной цепи ЭП,

$$\tau_{\text{ВХ}} = R_{\text{ВХ}}C_{\text{БЭ}}, \tau_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{ВЫХ}}C_{\text{К}}.$$

Коэффициент усиления ЭП в области ВЧ будет

$$K_u = |\dot{K}_u| = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\omega\tau_{\text{ВЫХ}})^2}},$$

и верхняя частота ЭП

$$f_{\text{В}} = \frac{1}{2\pi\tau_{\text{ВЫХ}}}.$$

Для расчета ЭП по переменному току оценим значения крутизны транзисторов в области рабочих точек по зависимости $I_{\text{К}} = f(U_{\text{БЭ}})|_{U_{\text{КЭ}} = \text{const}}$ при комнатной температуре (см. рис. 2.6). Поскольку $S = \frac{\Delta i_{\text{К}}}{\Delta u_{\text{БЭ}}}$, постольку $S \approx 15 \text{ мСм}$.

Определим основные параметры ЭП:

- входное сопротивление $R_{\text{ВХ}}^{\text{ЭП}} = R_{\text{Б}} \parallel (r_{\text{Б}} + (\beta + 1)R_{\text{Э}}) \approx R_{\text{Б}} \approx 220 \text{ кОм}$;
- выходное сопротивление $R_{\text{ВЫХ}}^{\text{ЭП}} \approx \frac{r_{\text{Б}}}{\beta + 1} \approx 1 \text{ Ом}$;
- коэффициент усиления по напряжению $K_0^{\text{ЭП}} \approx 1$;
- верхняя частота $f_{\text{В}}^{\text{ЭП}} = \frac{1}{2\pi R_{\text{ВЫХ}}^{\text{ЭП}} C_{\text{К}}} \approx 27 \text{ ГГц}$.

Таким образом, 100 % ООС по току через $R_{\text{Э}}$ в ЭП значительно расширяет полосу пропускания каскада с ОК. Можно сказать, что происходит обмен передаточных свойств транзистора на его частотные свойства.

С использованием виртуальных приборов NI Multisim выполнен анализ работы разработанного ЭП по переменному току. Лицевые панели двухканального осциллографа (XSC1) и построителя частотных характеристик (ХВР1) в режиме симуляции показаны на рис. 3.16.

Из рис. 3.16, *а* видно, что гармонический сигнал с амплитудой $U_{\text{м}} \approx 2,5 \text{ В}$ передается без нелинейных искажений. Сигналы на входе (Channel_A) и выходе (Channel_B) ЭП сдвинуты относительно нуля на уровень постоянного напряжения порядка 8,1 и 7,5 В соответственно.

Анализируя изображенную на рис. 3.16, *б* амплитудно-частотную характеристику ЭП, получаем коэффициент усиления по напряжению в области низких и средних частот $K_0 \approx 0,995$, нижнюю частоту $f_{\text{Н}} \approx 0 \text{ Гц}$ и верхнюю частоту $f_{\text{В}} \approx 56 \text{ ГГц}$. Таким образом, представлен-

ные результаты моделирования разработанного эмиттерного повторителя подтверждают правильность расчетов.

Для исключения постоянной составляющей сигнала на выходе ЭП (см. рис. 3.14 и рис. 3.16, а) рассмотрим схемы сдвига уровня без изменения коэффициента передачи.

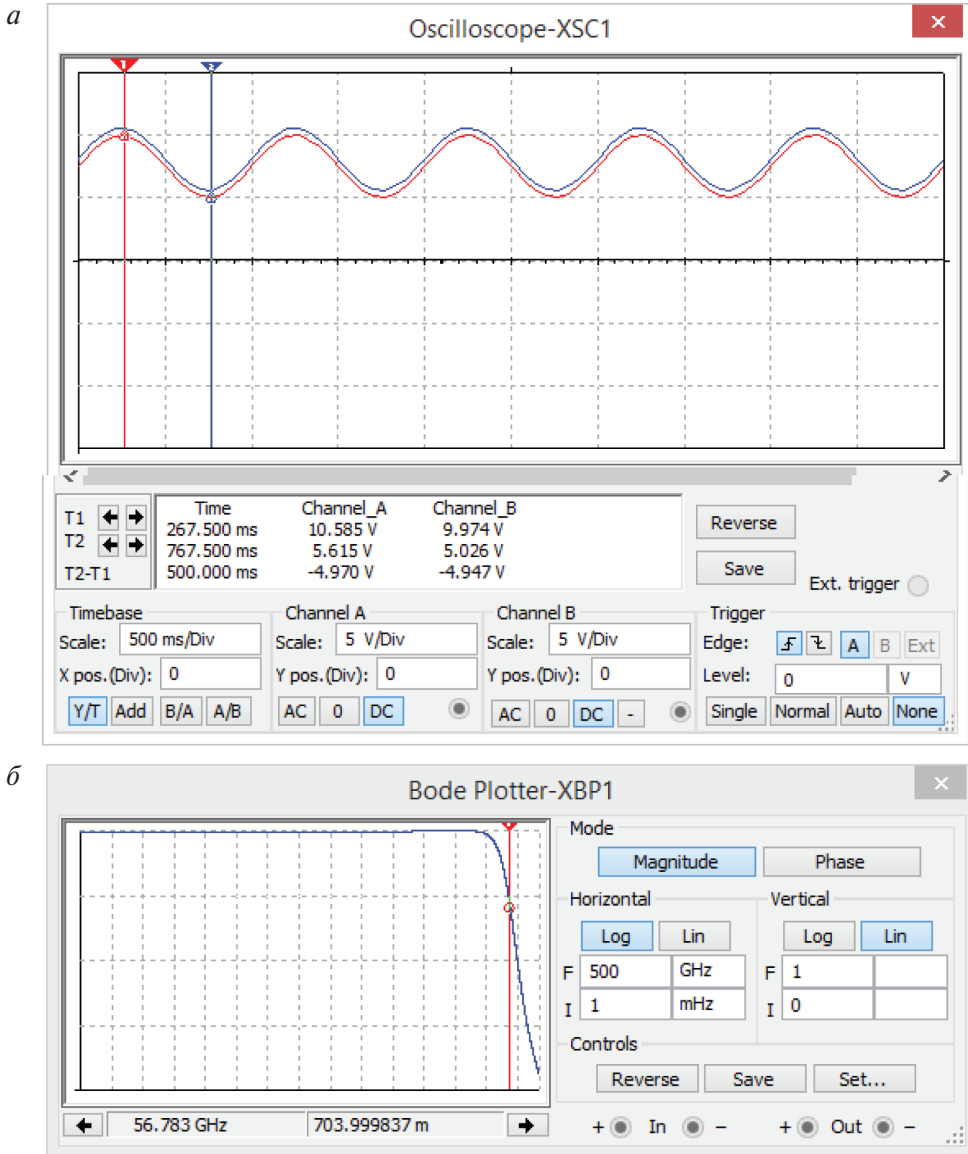


Рис. 3.16. Осциллограммы работы (а) и амплитудно-частотная характеристика (б) эмиттерного повторителя

3.4. Расчет схемы сдвига уровня

В многокаскадных УПТ на вход каждого последующего каскада поступает не только полезный сигнал, но и постоянная составляющая напряжения с выхода предыдущего каскада. Величина постоянной составляющей возрастает с увеличением числа каскадов, что вызывает необходимость в ее устранении на выходе усилителя без изменения коэффициента передачи переменной составляющей сигнала. Указанную задачу решают так называемые схемы сдвига уровня (ССУ). Простейшей ССУ является эмиттерный повторитель (см. рис. 3.12), т. к. у ЭП уровень выходного напряжения $U_{\text{Э0}}$ ниже уровня напряжения на входе $U_{\text{Б0}}$ на величину смещенного в прямом направлении эмиттерного перехода транзистора $U_{\text{БЭ0}}$, а коэффициент передачи по напряжению $K_u \approx 1$. ЭП лежит в основе универсальной ССУ, представленной на рис. 3.17. Напряжение смещения $U_{\text{см}}$, или соотношение между уровнями постоянного напряжения на входе $U_{\text{вх}}$ и выходе $U_{\text{вых}}$ схемы, определяется как

$$U_{\text{см}} = U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}} = U_{\text{БЭ0}} + nU_{\text{VD}} + R_{\text{Э}}J_0,$$

где n — количество диодов, смещенных в прямом направлении; U_{VD} — прямое напряжение на диоде; $R_{\text{Э}}$ — сопротивление резистора в эмиттерной цепи транзистора; J_0 — генератор стабильного тока (ГСТ).

При необходимости изменения $U_{\text{см}}$, резистор $R_{\text{Э}}$ выбирают подстроенным или делают регулируемым ГСТ. Коэффициент передачи переменной составляющей сигнала в схеме при $K_u \rightarrow 1$ не зависит от структуры эмиттерной и базовой цепей ЭП.

Диоды можно заменить стабилитроном или использовать схему стабилизации напряжения на биполярном транзисторе $VT2$ (рис. 3.17, б), которая по своим ВАХ подобна стабилитрону с напряжением стабилизации $U_{\text{ст}} = U_{\text{аб}} \approx \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) U_{\text{БЭ0}}$ при $I_{\text{дел}} \gg I_{\text{Б0}}$. Для биполярных транзисторов диапазон изменения напряжения на открытом эмиттерном переходе при комнатной температуре составляет $U_{\text{БЭ0}} = 0,5 \dots 0,8 \text{ В}$ (см. рис. 2.6). Задавая соответствующий коэффициент деления дели-

теля на сопротивлениях R_1 и R_2 , можно варьировать напряжение стабилизации $U_{ст}$ в широком диапазоне.

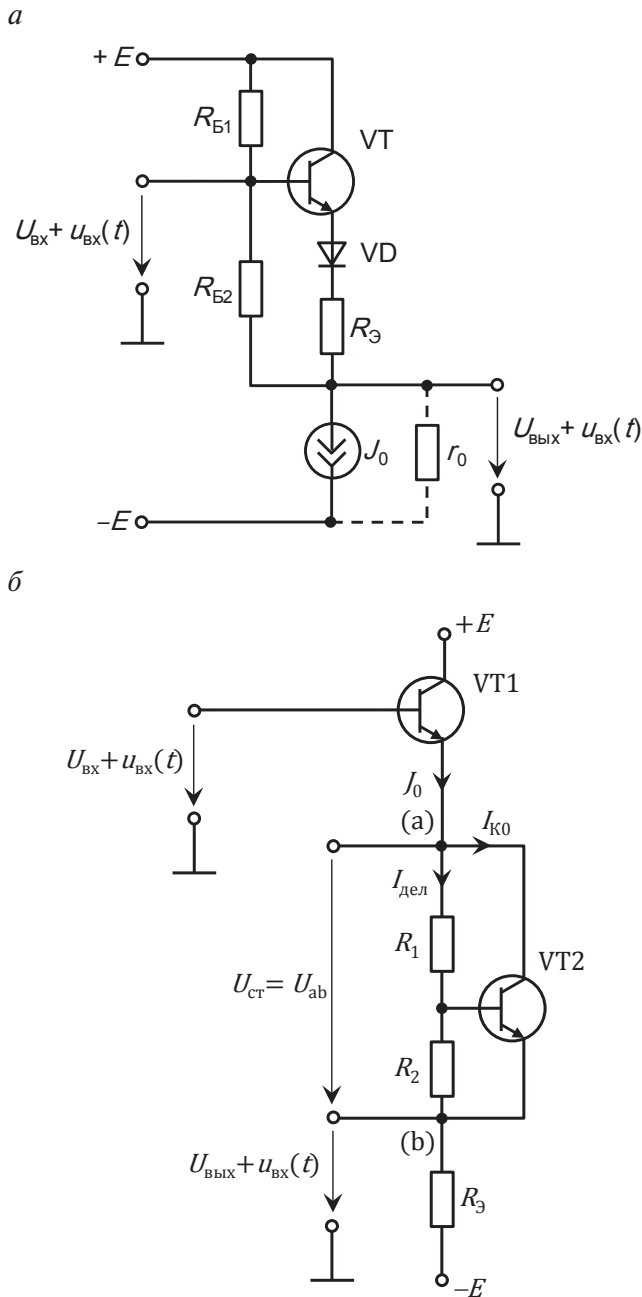


Рис. 3.17. Схемы сдвига уровня на ЭП с ГСТ (а) и стабилизации напряжения (б)

Отметим, что при выборе ССУ следует учитывать влияние паразитных проводимостей транзисторов, поскольку обратная связь через паразитные емкости может существенным образом снизить выходной импеданс схемы в области высоких частот.

Согласно ТЗ в проектируемом усилителе необходимо предусмотреть возможность подстройки нуля на выходе. В этой связи в эмиттерную цепь рассчитанного в подгл. 3.3 эмиттерного повторителя можно ввести ГСТ с $J_0 = 0,5$ мА. Ранее, в подгл. 1.4, был рассчитан ГСТ на полевом транзисторе с управляющим р-п переходом и каналом n-типа Toshiba 2SK364 на ток 4 мА при напряжении питания -15 В. Можно воспользоваться указанным схемным решением, и по выходной ВАХ транзистора (см. рис. 1.8) определить напряжение $U_{з10} = -0,4$ В по току $J_0 = I_{C0} = 0,5$ мА при $U_{C10} = 15$ В, и рассчитать сопротивление в цепи истока $R_1 = 800$ Ом. Однако построение ГСТ на транзисторе 2SK364 не обеспечит требования ТЗ в области ВЧ.

В этой связи выполним расчет ЭП со стабилизацией напряжения в цепи эмиттера на биполярном транзисторе КТ3102 Д, изображенной на рис. 3.17. Для подстройки нуля на выходе введем в схему дополнительный источник питания $-E = -15$ В согласно ТЗ. В спроектированном ранее ЭП по постоянному току (см. п. 3.3.1) $U_{Э0} = 7,5$ В и $I_{Э0} = 0,5$ мА. В этой связи рассчитаем напряжение стабилизатора на биполярном транзисторе VT2, $U_{ст} = U_{КЭ0} = U_{Э0} = 7,5$ В при токе $J_0 \approx I_{К0} \approx I_{Э0} = 0,5$ мА. При заданных параметрах схемы ЭП со ССУ сопротивление $R_3 = 30$ кОм.

По зависимости напряжения $U_{БЭ}$ от тока I_K для транзистора КТ3102 Д (аналог BC547В), представленной на рис. 2.6, графическим способом определяем напряжение смещения $U_{БЭ0} = 0,61$ В и ток $I_{Б0} = \frac{I_{К0}}{\beta} \approx 1,6$ мкА.

Для выполнения условия термостабильности стабилизатора напряжения $I_{К0} \approx I_{Э0} \gg I_{дел} \gg I_{Б0}$ зададим $I_{дел} = 25$ мкА. Рассчитаем базовый делитель $R_1 + R_2 = \frac{U_{ст}}{I_{дел}} \approx 300$ кОм и $\frac{R_1}{R_2} \approx \frac{U_{ст}}{U_{БЭ0}} - 1 \approx 11,3$. Получаем $R_1 \approx 275,6$ кОм и $R_2 \approx 24,4$ кОм. Выбираем номиналы резисторов согласно ряду Е24: $R_1 = 270$ кОм, $R_2 = 22$ кОм и подстроечный $R_2' = 4,7$ кОм.

Проверку расчета схемы ЭП со стабилизацией напряжения в цепи эмиттера по постоянному и переменному току выполним в программе NI Multisim. Моделируемая принципиальная схема ЭП со ССУ представлена на рис. 3.18.

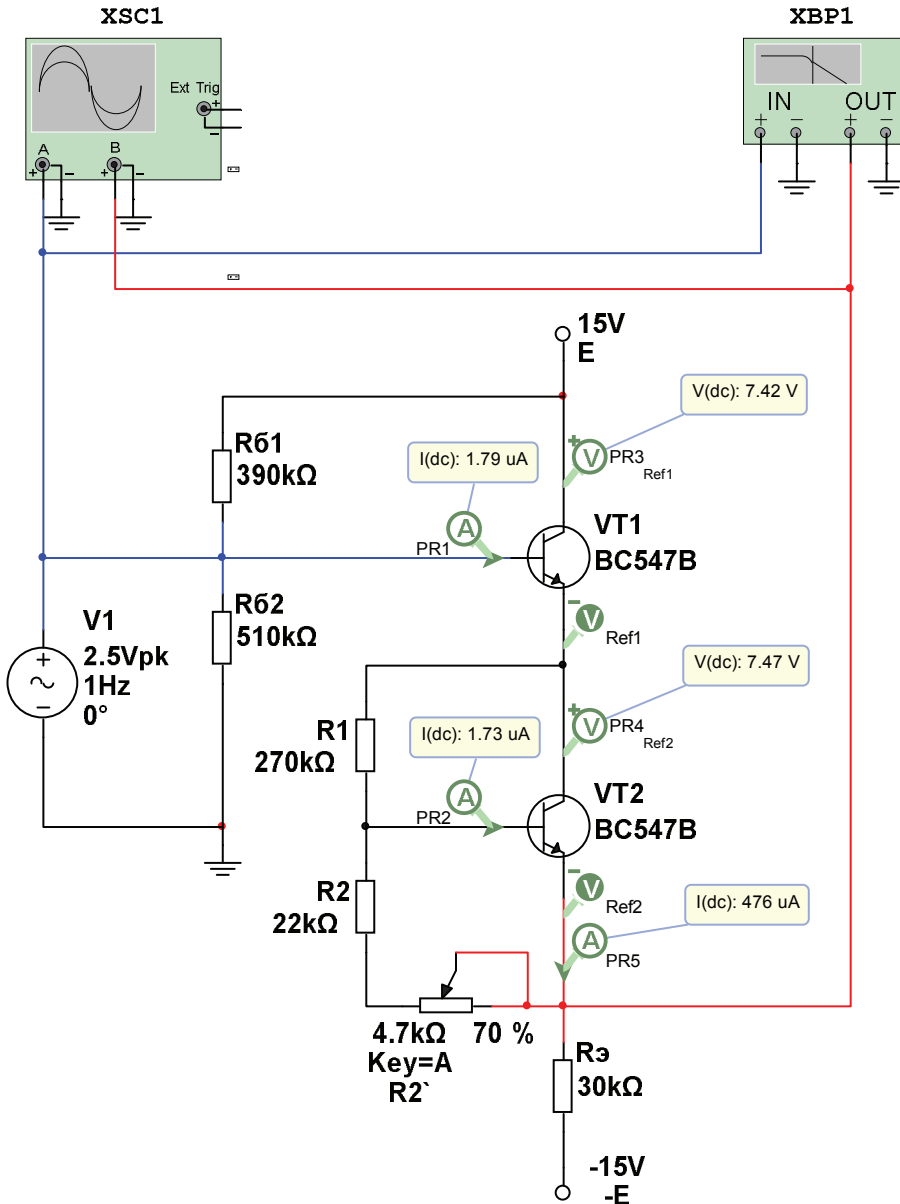


Рис. 3.18. Принципиальная электрическая схема ЭП со ССУ

Из показаний измерительных приборов $PR1$ и $PR3$ видно, что режим работы ЭП на транзисторе $VT1$ по постоянному току не изменился. При этом ССУ на транзисторе $VT2$ стабилизирует напряжения на уровне $U_{ct} = 7,47$ В при базовом токе $I_{B0}^{VT2} = 1,73$ мА согласно показаниям измерительных приборов $PR2$ и $PR4$ соответственно. В то же время ССУ обеспечивает практически нулевой уровень постоянного напряжения на выходе $U_{R_3} = -16,7$ мВ при токе $I_{R_3} = 499$ мА (см. показания прибора $PR5$). Правильность расчетов схемы подтверждается также осциллограммами и АЧХ, представленными на рис. 3.19. Видно, что гармонический сигнал на выходе (Channel_B) имеет нулевой уровень постоянного напряжения (рис. 3.19, а). Коэффициент усиления по напряжению ЭП со ССУ $K_0 \approx 0,952$ в диапазоне низких и средних частот при $f_n \approx 0$ Гц и $f_b \approx 56$ ГГц (рис. 3.19, б). Отметим, что введение в эмиттерную цепь ЭП стабилизатора напряжения на транзисторе $VT2$ не повлияло на его полосу пропускания. Таким образом, представленные результаты моделирования разработанного ЭП со ССУ подтверждают правильность расчетов.

3.5. Моделирование двухкаскадного УПТ

Оценим основные параметры двухкаскадного УПТ (см. п. 2.3, 3.2.2 и 3.3.2):

- коэффициент усиления по напряжению $K_0 = K_0^{ДУ} K_0^{ЭП} \approx K_0^{ДУ} \approx 6$ при $K_0^{ЭП} \approx 1$;
- верхняя частота $f_b \approx f_b^{ДУ} \approx 1$ МГц, т. к. $f_b^{ЭП} \gg f_b^{ДУ}$.

Для проверки правильности расчетов и согласованного функционирования разработанных схем ДУ и ЭП со ССУ выполним совместный анализ их работы по постоянному и переменному току в среде NI Multisim. Обобщенная принципиальная электрическая схема двухкаскадного УПТ представлена на рис. 3.20. Отметим несколько отличительных особенностей представленного УПТ по сравнению с рассчитанными ранее в подгл. 3.2 и 3.3 каскадами.

Во-первых, в ДУ на транзисторной сборке ($VT1A$ и $VT2B$) сток $VT1A$ подключен напрямую к цепи питания $E = 15$ В.

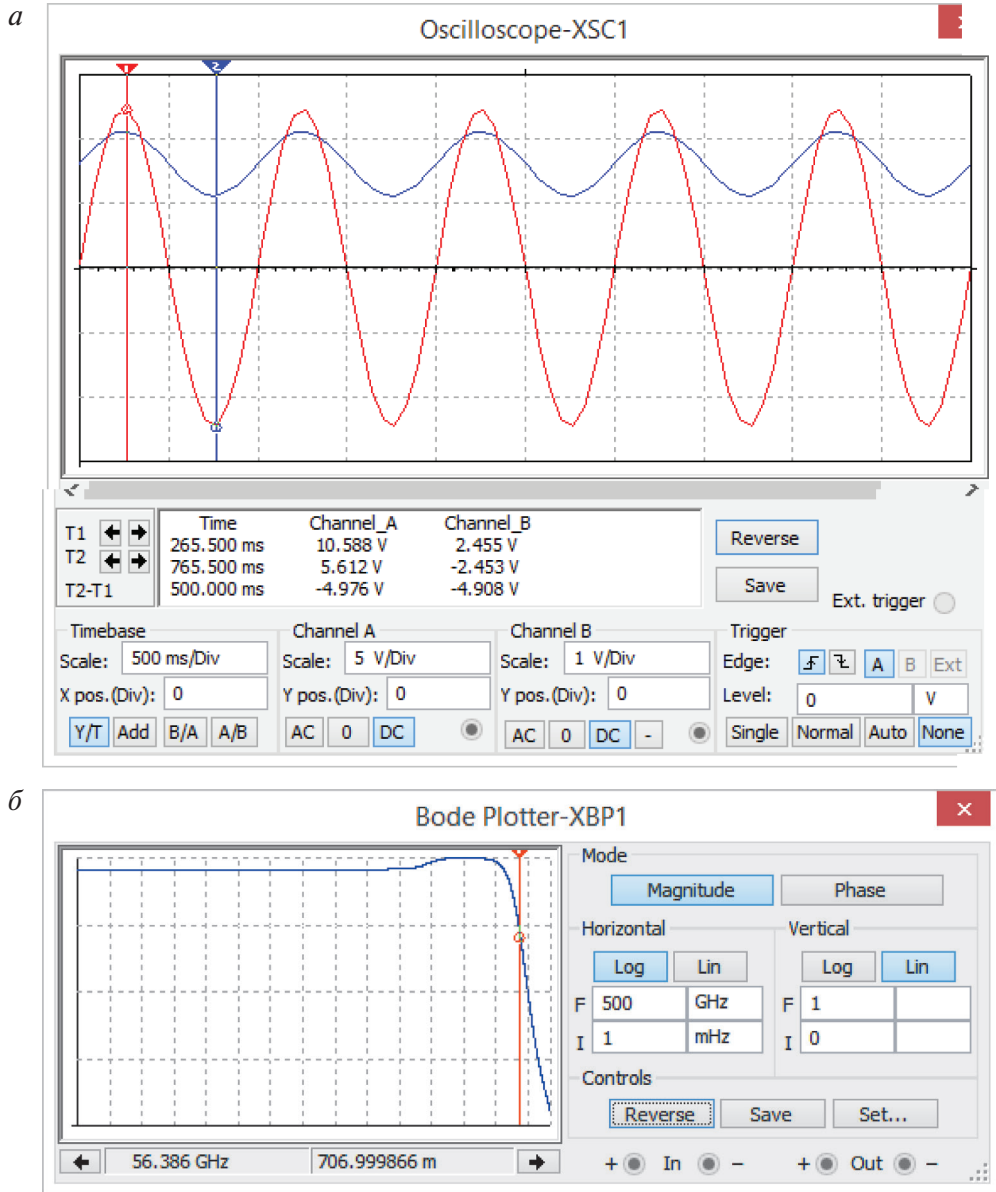


Рис. 3.19. Осциллограммы работы (а) и АЧХ (б) ЭП со ССУ

Отсутствие резистора в цепи стока данного транзистора не влияет на режим работы каскада ДУ (см. показания измерительных приборов *PR1* и *PR2*). Во-вторых, в усилителе реализована непосредственная межкаскадная связь со сдвигом уровней постоянного напря-

жения на биполярном транзисторе КТ3102Д в диодном включении ($VT3$ на рис. 3.20).

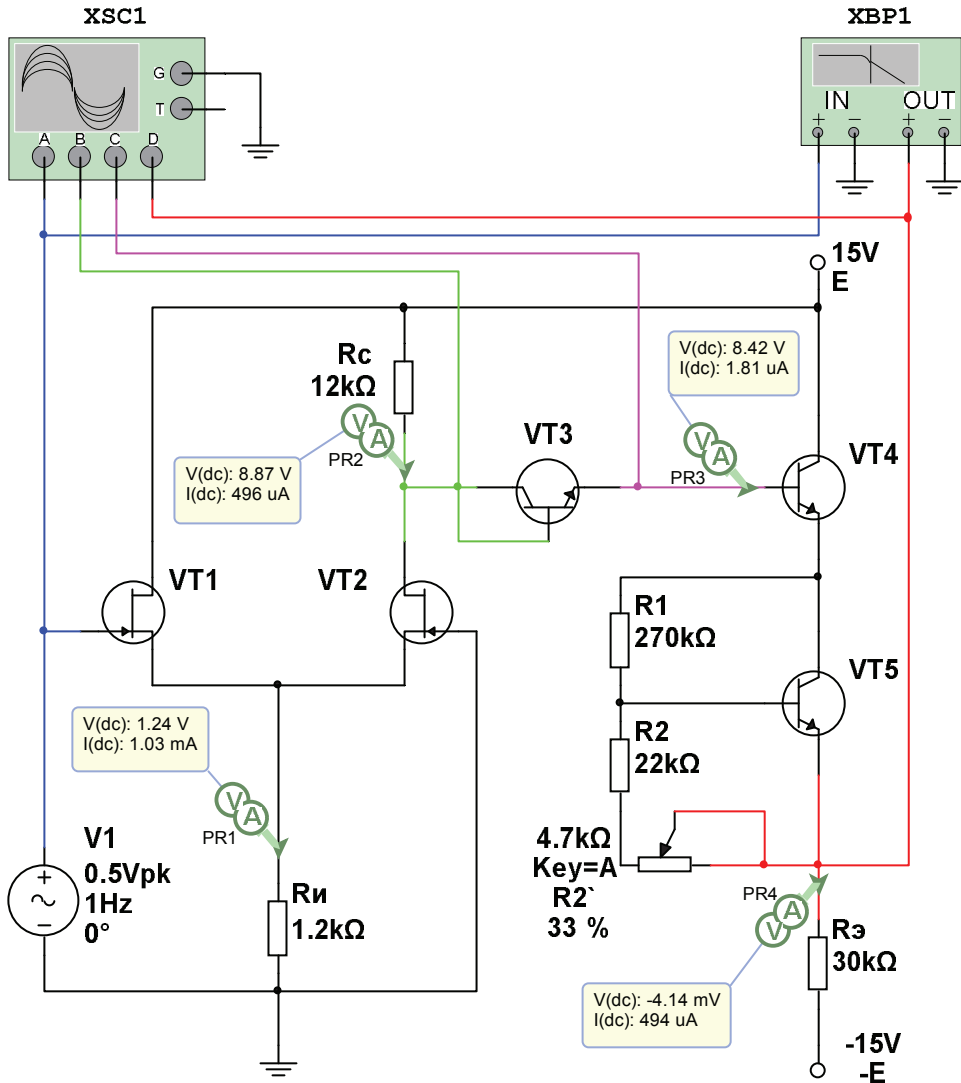


Рис. 3.20. Принципиальная электрическая схема двухкаскадного УПТ

Смещение в ЭП со ССУ (транзисторы $VT4$ и $VT5$) осуществляется с помощью постоянного напряжения $U_{B0}^{VT4} = U_{C0}^{VT2B} - U_{B0}^{VT3} = 8,42\text{ В}$ при $U_{B0}^{VT3} = 0,45\text{ В}$ (см. показания приборов $PR2$ и $PR3$). Регулировка переменного резистора R_2' позволяет получить близкое к нулю по-

3. Двухкаскадный усилитель постоянного тока

стоянное напряжение на выходе УПТ (см. показания прибора *PR4*) при отсутствии сигнала на входе.

Лицевые панели четырехканального осциллографа (*XSC1*) и построителя частотных характеристик (*XBP1*) в режиме симуляции показаны на рис. 3.21.

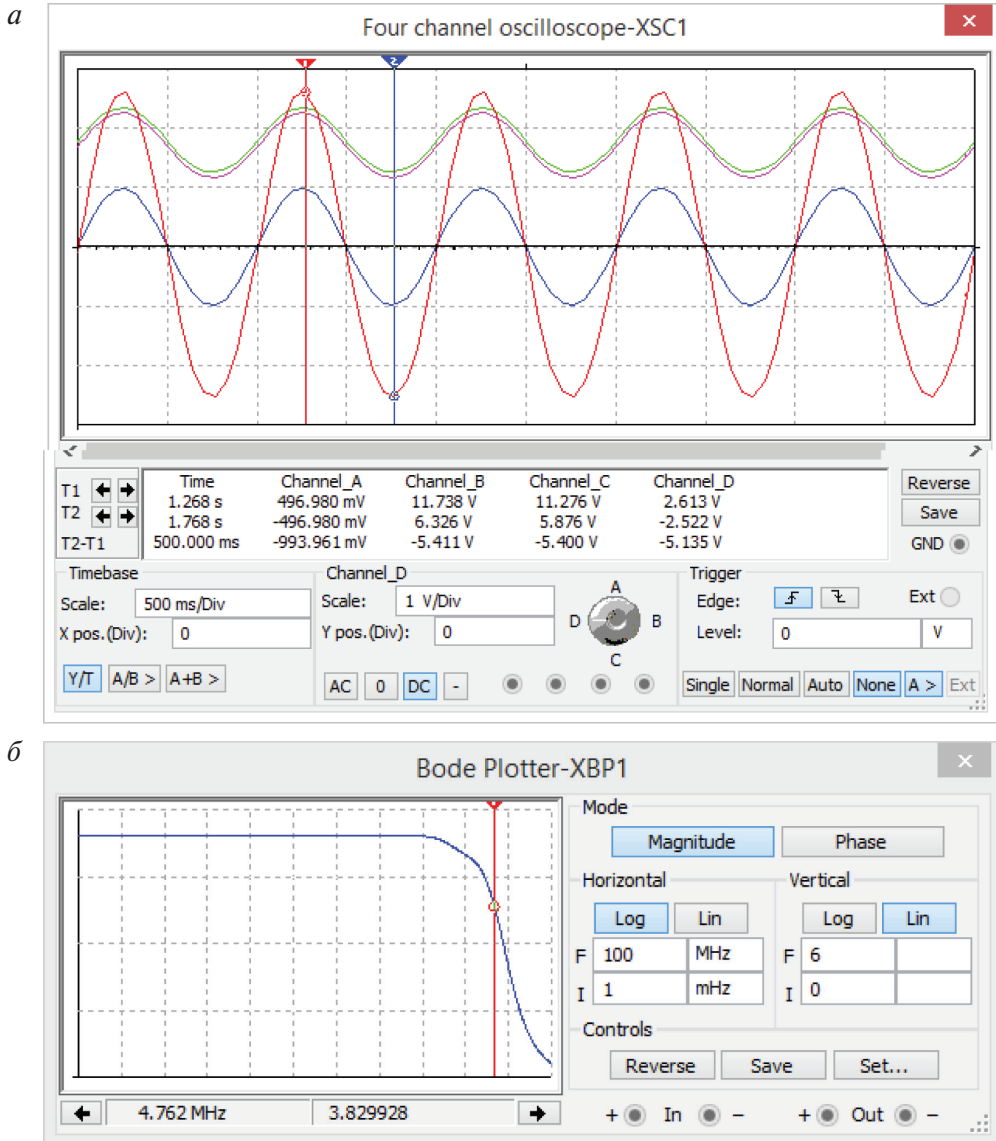


Рис. 3.21. Осциллограммы работы (*a*) и АЧХ (*b*) двухкаскадного УПТ

Из рис. 3.21, *a* видно, что, при максимальном значении гармонического сигнала, на входе усилителя (Channel_A) $U_m \approx 0,5$ В с частотой $f = 1$ Гц. На выходе каскада ДУ (Channel_B) и после цепи смещения на транзисторе VT3 (Channel_C) регистрируется неинвертированный гармонический сигнал с $U_m \approx 2,7$ В и постоянной составляющей $U_{C0}^{VT2B} = 8,87$ В и $U_{B0}^{VT4} = 8,42$ В соответственно. В то же время постоянная составляющая напряжения на выходе ЭП со ССУ (Channel_D) практически полностью отсутствует, а $U_m \approx 2,5$ В.

Анализируя представленную на рис. 3.21, *б* АЧХ разработанного УПТ, получаем, что коэффициент усиления по напряжению в области низких и средних частот $K_0 \approx 5,4$, а верхняя частота $f_v \approx 4$ МГц.

Представленные выше результаты расчетов и моделирования разработанного двухкаскадного УПТ, состоящего из ДУ на основе транзисторной сборки малошумящих полевых транзисторов 2ПС202Г (аналог 2N3958) и ЭП со схемой сдвига уровня на биполярных транзисторах КТ3102Д (аналог ВС547В), подтверждают выполнение требований ТЗ.

4. Рекомендации к выбору электронных компонентов

В настоящее время производится большое разнообразие электронных компонентов. Одним из важных классифицирующих параметров является способ монтажа элемента на печатную плату. При проектировании электронных устройств необходимо определить основной тип используемых элементов: с проволочными выводами (или выводные) и (или) для поверхностного монтажа (SMD, чип, планарные). Выводные элементы требуют наличия отверстий в печатной плате, металлического проводника вокруг них, а зачастую и внутри отверстия (т. н. металлизированные отверстия). Установка поверхностных электронных компонентов осуществляется непосредственной пайкой контактов к металлизированному слою печатных плат. Некоторые планарные элементы невозможно припаять ручным способом к проводникам на плате из-за слишком малых размеров либо наличия выводов под корпусом. Такие компоненты устанавливаются на печатные платы только при помощи специального оборудования: автоматизированных установочных машин и специализированных печей.

Корпусы активных и пассивных выводных и поверхностных электронных компонентов стандартизованы. При этом, как правило, габаритные размеры SMD-элементов значительно меньше аналогичных выводных. Например, пассивные SMD-компоненты, в частности, резисторы, конденсаторы и индуктивности, имеют типовые размеры (рис. 4.1, таблица на с. 79).

Очевидно, что ручная пайка компонентов размером менее 0805 затруднена, особенно при отсутствии специального оборудования и опыта. В связи с вышесказанным, при выборе пассивных электронных элементов, необходимо учитывать как способ монтажа, так и размеры используемых элементов. При производстве микроэлектронного

оборудования в основном применяют элементы поверхностного монтажа, причем как активные, так и пассивные.

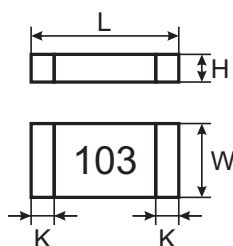


Рис. 4.1. Габаритные размеры пассивных планарных электронных компонентов

Стандартные размеры пассивных SMD-компонентов

Тип корпуса		Длина L , мм	Ширина W , мм	Высота H , мм	K , мм
EIA	метрический				
0402	1005	1,0	0,5	0,35...0,55	0,2
0603	1608	1,6	0,8	0,45...0,95	0,3
0805	2012	2,0	1,25	0,4...1,6	0,5
1206	3216	3,2	1,6	0,4...1,75	
1210	3225	3,2	2,5	0,55...1,9	
1218	3245	3,2	4,5	0,55...1,9	
1806	4516	4,5	1,6	1,6	
1808	4520	4,5	2,0	1,6	
1812	4532	4,5	3,2	0,6...2,3	
1825	4563	4,5	6,3	1,7	
2010	5025	5,0	2,5	0,55	
2220	5650	5,7	5,0	1,7	
2225	5663	5,7	6,3	2,0	
2512	6332	6,3	3,2	2,0	
2824	7161	7,1	6,1	3,9	
3225	8063	8,0	6,3	3,2	
4030	—	10,2	7,6	3,9	
4032	—	10,2	8,0	3,2	
5040	—	12,7	10,2	4,8	
6054	—	15,2	13,7	4,8	

Отечественными и зарубежными компаниями налажен выпуск различных пассивных компонентов, используемых для решения практически любых задач при разработке и серийном производстве электрон-

ной аппаратуры. В данной главе не рассматриваются особенности всех видов пассивных электронных компонентов и транзисторов, а лишь приводятся некоторые рекомендации по подбору биполярных транзисторов, резисторов, конденсаторов и разъемов, т. к. данные элементы используются в проектируемых устройствах.

4.1. Транзисторы

Подбор транзисторов осуществляется по справочникам на основе области применения с учетом их эксплуатационных и предельно допустимых параметров. Однако зачастую основными критериями выбора являются предельно допустимые параметры $\Pi_{\text{доп}}$ и частотные свойства транзистора. В то же время, для повышения надежности и долговечности работы усилителей, дополнительно вводится коэффициент запаса $k = 0,7 \dots 0,95$, который определяется при расчетах максимальных параметров транзистора Π_{max} следующим образом:

$$\Pi_{\text{max}} = k\Pi_{\text{доп}}.$$

4.1.1. Основные параметры биполярных транзисторов и их классификация

Основные параметры биполярных транзисторов делятся на эксплуатационные и предельно допустимые. К эксплуатационным параметрам относят:

- коэффициенты передачи эмиттерного $\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$ и базового токов $\beta = h_{21} \sim (10 \dots 1000)$;
- обратный ток коллекторного перехода $I_{K0} \sim (10^{-7} \dots 10^{-2})$ А;
- объемное сопротивление базы $r_b \sim 100$ Ом;
- дифференциальное сопротивление обратносмещенного коллекторного перехода $r_k = (h_{22})^{-1} \sim (10^5 \dots 10^6)$ Ом;
- напряжение насыщения коллектор — эмиттер $U_{KЭнас} \sim (10^{-2} \dots 1)$ В;

- емкость обратносмещенного коллекторного перехода $C_K \sim (1...10)$ пФ;
- предельная частота передачи тока в схемах с общим эмиттером f_β и общей базой f_α .

По соответствующим паспортным данным транзистора графическим методом определяются h -параметры транзистора для схемы включения с ОЭ:

- по входным характеристикам —
 - ▶ входное сопротивление транзистора при постоянном выходном напряжении

$$r_{\text{вх}} = h_{11} = \left. \frac{\Delta U_{\text{БЭ}}}{\Delta I_{\text{Б}}} \right|_{U_{\text{КЭ}} = \text{const}} ;$$

- ▶ коэффициент обратной связи по напряжению при постоянном входном токе

$$h_{12} = \left. \frac{\Delta U_{\text{БЭ}}}{\Delta U_{\text{КЭ}}} \right|_{I_{\text{Б}} = \text{const}} .$$

Обычно значение параметра h_{12} не рассчитывается, а принимается равным 0. Это связано с тем, что, в рабочем интервале значений напряжения $U_{\text{КЭ}}$, входные характеристики транзистора $I_{\text{Б}} = f(U_{\text{БЭ}})$ схожи и накладываются одна на другую;

- по выходным характеристикам —
 - ▶ коэффициент передачи по току при постоянном выходном напряжении

$$\beta = h_{21} = \left. \frac{\Delta I_{\text{К}}}{\Delta I_{\text{Б}}} \right|_{U_{\text{КЭ}} = \text{const}} ;$$

- ▶ выходная проводимость транзистора при постоянном входном токе

$$y_{\text{вых}} = \frac{1}{r_{\text{вых}}} = h_{22} = \left. \frac{\Delta i_{\text{К}}}{\Delta u_{\text{КЭ}}} \right|_{i_{\text{Б}} = \text{const}} .$$

К предельно допустимым параметрам относят:

- максимально допустимый ток коллектора $I_{\text{Кмакс}} \sim (0,1...10)$ А;

- максимально допустимое напряжение коллектор — эмиттер $U_{КЭ\text{макс}} \sim (10...100) \text{ В}$;
- максимально допустимая мощность, рассеиваемая коллектором, $P_{\text{макс}} \sim (1...10) \text{ Вт}$;
- максимально допустимый прямой ток базы $I_{Б\text{макс}} \sim (0,1...100) \text{ мА}$;
- максимально допустимая температура окружающей среды.

Превышение значений предельно допустимых параметров ведет к выходу транзистора из строя.

В соответствии с некоторыми перечисленными параметрами, транзисторы классифицируются:

- по максимальной допустимой мощности ($P_{\text{макс}}$) —
 - ▶ малой мощности $P_{\text{макс}} < 0,3 \text{ Вт}$;
 - ▶ средней мощности $0,3 < P_{\text{макс}} < 1,5 \text{ Вт}$;
 - ▶ большой мощности $P_{\text{макс}} > 1,5 \text{ Вт}$;
- по максимальной частоте ($f_{\text{в}}$) —
 - ▶ низкочастотные $f_{\text{в}} < 3 \text{ МГц}$;
 - ▶ среднечастотные $3 < f_{\text{в}} < 30 \text{ МГц}$;
 - ▶ высокочастотные $30 < f_{\text{в}} < 300 \text{ МГц}$;
 - ▶ сверхвысокочастотные $f_{\text{в}} > 300 \text{ МГц}$;
- по типу —
 - ▶ pnp;
 - ▶ npn;
- по материалу, из которого они изготовлены, —
 - ▶ германиевые;
 - ▶ кремниевые.

4.1.2. Основные параметры полевых транзисторов и их классификация

Основные параметры полевых транзисторов по аналогии с биполярными делятся на эксплуатационные и предельно допустимые. К эксплуатационным параметрам относят:

- крутизну характеристики при постоянном выходном напряжении (определяется из треугольника, построенного на сток-затворной характеристике транзистора, и характеризует эффективность управляющего действия затвора)

$$S = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{ЗИ}} \right|_{U_{СИ} = \text{const}} ;$$

- напряжение отсечки $U_{ЗИотс}$ (для транзисторов со встроенным каналом) — обратное напряжение на затворе, при котором состояние токопроводящего канала оказывается на границе двух областей: активной и отсечки;
- начальный ток стока $I_{Снач}$ (для транзисторов со встроенным каналом) — величина тока стока при нулевом напряжении $U_{ЗИ}$;
- входное сопротивление $r_{вх} = r_{ЗИ}$, т. е. отношение изменения входного напряжения $U_{ЗИ}$ к вызванному этим напряжением приращению тока затвора

$$r_{вх} = \left. \frac{\Delta U_{ЗИ}}{\Delta I_3} \right|_{U_{ЗИ} = \text{max}} ;$$

- выходное сопротивление в открытом состоянии $r_{вых}$. Характеризуется тангенсом угла наклона выходных характеристик и определяется в режиме насыщения

$$r_{вых} = \left. \frac{\Delta U_{ИС}}{\Delta I_C} \right|_{U_{СИ} = \text{min}} .$$

К предельно допустимым параметрам относят:

- максимально допустимый ток стока $I_{Смакс} \sim (0,1 \dots 100) \text{ А}$;
- максимально допустимое напряжение, прикладываемое к каналу сток — исток, $U_{СИмакс} \sim (10 \dots 100) \text{ В}$;
- максимально допустимую мощность, рассеиваемую стоком, $P_{макс} \sim (1 \dots 10) \text{ Вт}$;
- максимально допустимую температуру окружающей среды.

Превышение значений предельно допустимых параметров ведет к выходу транзистора из строя.

В соответствии с некоторыми перечисленными параметрами, транзисторы аналогично биполярным классифицируются:

- по максимальной допустимой мощности ($P_{макс}$) —
 - ▶ малой мощности $P_{макс} < 0,3 \text{ Вт}$;
 - ▶ средней мощности $0,3 < P_{макс} < 1,5 \text{ Вт}$;
 - ▶ большой мощности $P_{макс} > 1,5 \text{ Вт}$;
- по максимальной частоте (f_B) —
 - ▶ низкочастотные $f_B < 3 \text{ МГц}$;

- ▶ среднечастотные $3 < f_B < 30$ МГц;
- ▶ высокочастотные $30 < f_B < 300$ МГц;
- ▶ сверхвысокочастотные $f_B > 300$ МГц;
- по типу изоляции затвора —
 - ▶ с управляющим р-п переходом;
 - ▶ с изолированным затвором:
 - транзисторы со встроенным каналом;
 - транзисторы с индуцированным каналом;
- по типу канала (по полярности носителей заряда в канале) —
 - ▶ р-канальные;
 - ▶ н-канальные.

В большинстве современных полевых транзисторов с изолированным затвором в корпусе присутствует защитный диод, предотвращающий возможность появления обратного напряжения $U_{си}$.

4.1.3. Выбор транзистора

Подбор транзисторов в соответствии с предъявляемыми характеристиками осуществляется с использованием справочников и ресурсов интернета. В общем эта процедура выполняется одинаково для различных видов транзисторов. Ниже предложен алгоритм подбора биполярного транзистора.

Рассмотрим подбор транзистора для схемы двухкаскадного усилителя с резистивно-емкостной связью на основе каскадов с ОЭ и ФИ, показанной в подгл. 2.4, где также приведены требования к полупроводниковому элементу:

- напряжение питания схемы $E = 10$ В;
- входной гармонический сигнал амплитудой $U_m = 10$ мВ;
- амплитуда гармонического напряжения на выходе $U_{вых} \geq 0,5$ В;
- нижняя граничная частота $f_n \leq 50$ Гц;
- верхняя граничная частота $f_B \geq 1$ МГц.

В соответствии с ТЗ зададим несколько дополнительных параметров для поиска наиболее оптимального элемента. При подборе транзистора необходимо провести предварительную оценку параметров каскадов с ОЭ и ФИ, затем, выбрав подходящий транзистор, можно провести точный расчет схемы, представленный в подгл. 2.4. Учитывая заданные параметры схемы, удобно в обоих каскадах использовать одина-

ковые транзисторы. Напряжение коллектор — эмиттер ($U_{кэ}$) оценивается по значению напряжения питания (E) схемы как

$$U_{кэ} > 1,5E = 15 \text{ В.}$$

Рассеиваемая мощность на коллекторе (P_K) и его ток (I_K) в выбранной по постоянному току рабочей точке зависят от ее положения, причем, с одной стороны, чем больше I_K , тем меньше $r_{\text{вых}}$, что является положительным фактором, с другой стороны, при росте I_K происходит увеличение потерь мощности и, как следствие, уменьшение КПД. Кроме того, зачастую транзисторы с большей мощностью имеют меньший коэффициент β . Поскольку для разрабатываемой схемы не требуется большого I_K , можно использовать транзистор малой мощности, пусть $P_{K\text{max}} = 250 \text{ мВт}$. Проведем предварительную оценку $I_{K\text{max}}$, учитывая, что, при усилении переменных двуполярных сигналов, напряжение $U_{кэ}$ принимается равным $0,5E$:

$$I_{K\text{max}} = \frac{P_{K\text{max}}}{U_{кэ}} = \frac{0,25 \text{ Вт}}{5 \text{ В}} = 50 \text{ мА.}$$

Известно, что, при определенном токе коллектора в рабочей точке (I_{K0}), базовый ток (I_{B0}) обратно пропорционально зависит от коэффициента передачи тока базы (β)

$$I_{B0} = \frac{I_{K0}}{\beta},$$

кроме того, входное сопротивление

$$r_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{B0}},$$

где $U_{\text{вх}}$ — входное приложенное к базовому переходу напряжение, величина которого практически постоянна, равна падению напряжения на прямовключенном р-п переходе и зависит от типа транзистора: $0,2-0,3 \text{ В}$ для германиевых транзисторов и $0,6-0,7 \text{ В}$ для кремниевых, $U_{\text{вх}} = U_{\text{бэ}}$. Таким образом, чем больше β , тем больше $r_{\text{вх}}$ и тем меньше нагружается источник сигнала — каскад, датчик и др. Пусть β будет не меньше 100.

На основе вышеизложенных рассуждений, можно обозначить ряд критериев для выбора транзистора:

- верхняя граничная частота $f_{\text{в}} \geq 1 \text{ МГц}$;

- напряжение коллектор — эмиттер $U_{КЭ} > 15 \text{ В}$;
- рассеиваемая мощность на коллекторе $P_{\text{макс}} \geq 0,25 \text{ Вт}$;
- максимальный ток коллектора $I_{\text{Кмакс}} \geq 50 \text{ мА}$;
- коэффициент передачи тока базы $\beta > 100$;
- стоимость изделия.

Подбор транзистора по описанным критериям осуществляется с помощью любых справочников. Проведя анализ параметров различных моделей транзисторов, было обнаружено очень большое количество изделий, соответствующих указанным критериям. Было принято решение выбрать малощумящий биполярный транзистор отечественного производства серии КТ3102.

4.2. Резисторы

Одними из элементов современных электронных изделий являются резисторы, которые могут использоваться либо в составе интегральных микросхем, либо в виде отдельных компонентов. Дискретные резисторы различаются по назначению, характеру изменения сопротивления и другим параметрам.

По назначению резисторы классифицируются на следующие типы:

- общего назначения;
- специального назначения —
 - ▶ высокоомные (сопротивления от десятка мегаомов до единиц тераомов);
 - ▶ высоковольтные (рабочее напряжение — десятки киловольт);
 - ▶ высокочастотные (имеют малые собственные индуктивности и емкости, рабочие частоты до сотен мегагерц);
 - ▶ прецизионные и сверхпрецизионные (повышенная точность, допуск 0,001–1 %).

Резисторы различаются и по характеру изменения сопротивления:

- постоянные резисторы;
- переменные —
 - ▶ регулировочные резисторы, используются в процессе эксплуатации электронного оборудования, предназначены для частого изменения сопротивления;

- ▶ подстроечные резисторы, используются при настройке электронного оборудования, не предназначены для частого регулирования сопротивления.

4.2.1. Резисторы постоянные

Постоянные резисторы обладают определенным и нерегулируемым сопротивлением. Основные характеристики и параметры резисторов: номинальное сопротивление, предельная рассеиваемая мощность, допуск, температурный коэффициент сопротивления (ТКС), максимальная рабочая температура и др. На рис. 4.2 показаны некоторые выводные и SMD-резисторы.

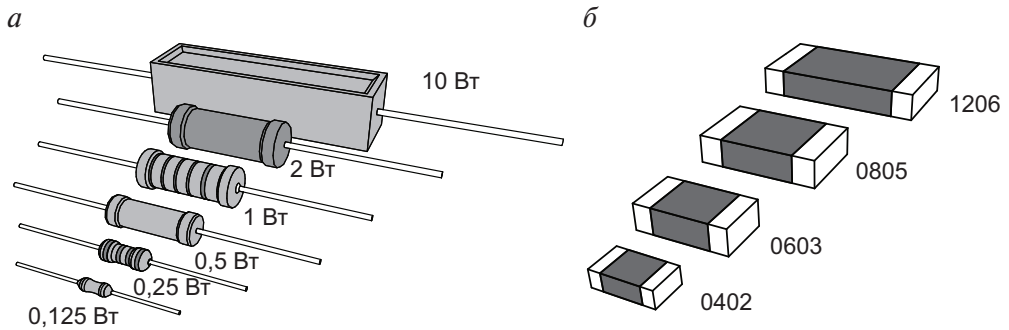


Рис. 4.2. Резисторы с проволочными выводами (а) и резисторы поверхностного монтажа (б)

Одной из важных характеристик резистора является допуск, показывающий отличие реального сопротивления резистора от указанного номинального значения. Например, резистор с маркировкой 1 кОм 5% может иметь сопротивление в диапазоне 0,95–1,05 кОм, а сопротивление аналогичного резистора с допуском 0,1 может составлять 0,999–1,001 кОм. Резисторы общего назначения имеют допуски 5, 10 и 20%, а прецизионные — 0,05–2%. Стоимость резистора обратно пропорциональна его допуску, т. е. чем меньше допуск, тем выше стоимость.

Резисторы с низким значением допуска применяют в схемах, в которых требуется высокая точность их сопротивления. Производя расчеты схемы для крайних значений выбранного номинального значения сопротивления с учетом допуска, можно определить, какая точность необходима. В некоторых случаях можно обойтись без дополнитель-

ных расчетов, например когда последовательно соединены постоянный и переменный резисторы, при этом последний предназначен для точной подстройки общего сопротивления (как показано в расчетах схемы сопряжения, подгл. 1.4). В такой ситуации не имеет смысла устанавливать резистор с низким значением допуска, здесь целесообразно использовать допуск 5...10% [16].

Предельной мощностью обуславливается максимальная мощность, которую резистор может рассеивать при долговременной электрической нагрузке, атмосферном давлении и температуре в нормальных условиях. В зависимости от типоразмера, мощность поверхностных резисторов может составлять 0,05–5 Вт, а выводных резисторов — 0,0625–160 Вт. В предыдущих главах расчет мощности резисторов не производился, ее можно вычислить, используя формулы:

$$P = UI, \quad P = I^2 R, \quad P = \frac{U^2}{R},$$

где P — мощность резистора; U — падение напряжения на резисторе; I — ток, протекающий через резистор; R — сопротивление резистора [16].

Определим резистор для схемы сопряжения, описанной в подгл. 1.4. В соответствии с проведенным расчетом $R1 = 51$ Ом, максимальный ток, протекающий через резистор, равен 4 мА, тогда

$$P_{R1} = I^2 R1 = 0,004^2 \cdot 51 = 0,816 \text{ мВт.}$$

Минимальная мощность поверхностных резисторов составляет 50 мВт, а выводных — 62,5 мВт, по этой причине можно использовать резисторы любой мощности. В связи с тем, что в схеме сопряжения ток протекания регулируется подстроечным резистором, допуск резистора может быть любым. Кроме того, в ТЗ разрабатываемого устройства особых условий к температурным режимам не сформулировано, поэтому к ТКР резисторов дополнительных требований не предъявляется. Резисторы производят несколько компаний, в т. ч. Yageo, TDK, Vishay, НАО «Ресурс» и др.

Как было показано выше, при подборе элементов необходимо учитывать способ монтажа элементов на плату. Рассмотрев продукцию нескольких компаний с учетом требований, описанных выше, в качестве $R1$ может быть выбран выводной резистор «С2-33 м-0,125 5% 51 Ом» (НАО «Ресурс») мощностью 0,125 Вт и допуском (± 5)%, или

поверхностный для ручной пайки SMD-резистор RC1206JR-0751RL (компания Yageo) типоразмером 1206, мощностью 0,25 Вт и допуском (± 5)%, или для автоматической пайки — RC0402JR-0751RL (компания Yageo) типоразмером 0402, мощностью 0,0625 Вт и допуском (± 5)%.

4.2.2. Резисторы переменные подстроечные

Переменные резисторы могут иметь сопротивление, изменяемое механическим способом: вращением ротора или передвижением ползунка. Сопротивление подстроечных резисторов обычно регулируется первым способом, причем они могут быть однооборотными или многооборотными (рис. 4.3, *а*, *б*). Многооборотные резисторы обычно используют для более точной настройки сопротивления. Также резисторы различаются способом монтажа на печатную плату — выводные и SMD (рис. 4.3, *в*).

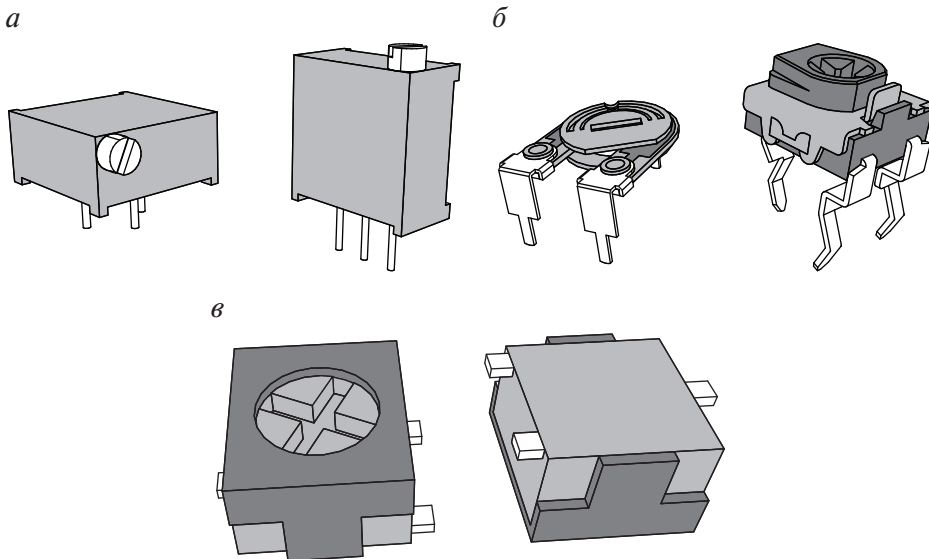


Рис. 4.3. Резисторы подстроечные:

а — выводные многооборотные; *б* — выводные однооборотные;
в — поверхностного монтажа

При подборе резистора необходимо обращать внимание на тип токопроводящего слоя, который может быть проволочным или непроволочным. Недостатком непроволочных подстроечных резисторов по сравнению с проволочными является относительно быстрая исти-

раемость рабочего слоя. Проволочные также имеют некоторые недостатки, в частности, их нельзя использовать в высокочастотных схемах, т. к. они обладают индуктивностью, кроме того, при вращении движка регулятора, сопротивление изменяется дискретно, поскольку контакт последовательно перемещается по обмоткам проволоки.

Подстроечные резисторы имеют тот же перечень основных параметров и характеристик, что и постоянные: номинальное сопротивление, предельная рассеиваемая мощность, допуск, ТКС и др., — а также некоторые специфические, например эквивалентное сопротивление шумов вращения. Мощность подстроечных резисторов зависит от их типа и может составлять 0,05–1000 Вт.

Подстроечные резисторы выпускает ряд компаний, таких как Murata Electronics, Bourns, Vishay, АО «Контакт» и др.

Рассмотрим подбор подстроечного резистора для схемы сопряжения, описанной в подгл. 1.4. В соответствии с проведенным расчетом, номинальное сопротивление R_{ivar} составляет 10 Ом, максимальный ток, протекающий через резистор, равен 4 мА. В таком случае

$$P_{R_{\text{ivar}}} = I^2 R_{\text{ivar}} = 0,004^2 \cdot 10 = 0,16 \text{ мВт.}$$

Таким образом, можно использовать любой подстроечный резистор небольшой мощности. Рассмотрим продукцию компании Bourns, в соответствии с определенными требованиями выберем многооборотный непроволочный подстроечный резистор 3266W-1-100LF со следующими характеристиками: сопротивление 10 Ом, допуск (± 10) %, мощность 0,25 Вт.

4.3. Конденсаторы

В общем случае конденсаторы представляют собой две проводящие пластины, разделенные диэлектриком. Конденсаторы различаются по виду диэлектрика: с жидким диэлектриком, твердым неорганическим диэлектриком (стеклянные, слюдяные, керамические, тонкослойные из неорганических пленок), твердым органическим диэлектриком (бумажные, металобумажные, пленочные, комбинированные — бумажно-пленочные, тонкослойные из органических синтетических пленок) и др.

Основные характеристики и параметры конденсаторов следующие: номинальная емкость, максимальное рабочее напряжение, допуск, температурный диапазон работы, в некоторых случаях полярность использования и др. Внешний вид выводных и поверхностных конденсаторов показан на рис. 4.4.

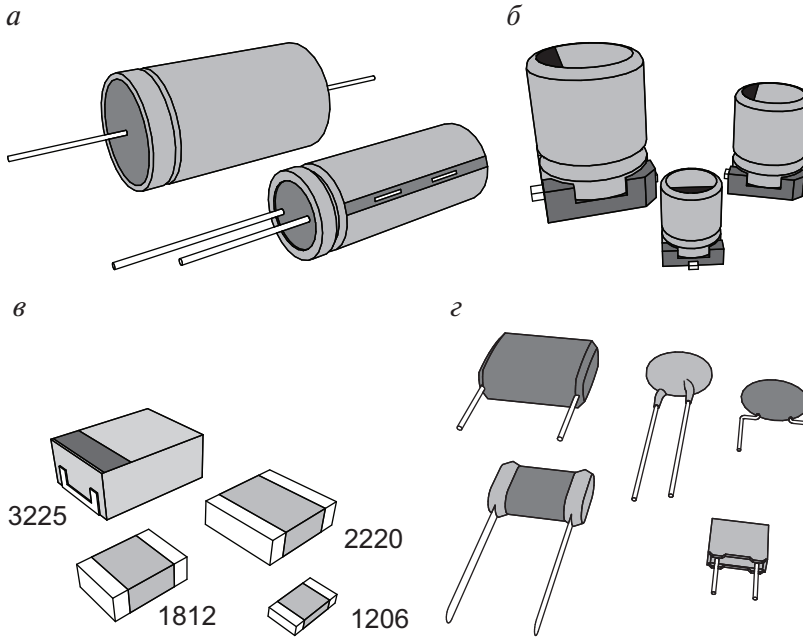


Рис. 4.4. Конденсаторы полярные с проволочными выводами (а) и поверхностного монтажа (б), поверхностного монтажа (в) и неполярные с проволочными выводами (г)

Особенностью использования полярных конденсаторов является способность функционировать только при правильно приложенной полярности напряжения. В случае неверного подключения полярного конденсатора к цепи, его параметры не будут соответствовать указанным, и в конце концов он выйдет из строя. Гарантированный срок и максимальная температура эксплуатации являются зависимыми параметрами особенно для полярных электролитических конденсаторов, эти и другие характеристики указываются в техническом описании конденсаторов.

Типичные допуски конденсаторов имеют значение ($\pm 1 \dots 20$) %.

Выполним подбор конденсаторов для схемы двухкаскадного усилителя с симметричным выходом (см. рис. 2.7). Как видно из приведенного расчета (п. 2.1.2 и 2.4.2), емкость конденсаторов С1, С2, С4,

$C5$ составляет 1 мкФ, а $C3$ — 100 мкФ, при этом их рабочее напряжение не превышает напряжения питания 10 В.

В качестве межкаскадных согласующих емкостей, зачастую используют керамические конденсаторы из-за их низкой стоимости и удовлетворительных характеристик. Эмиттерной емкостью $C3$ может служить электролитический или танталовый конденсатор, поскольку именно такие компоненты могут обладать требуемым номиналом при небольших габаритных размерах.

Конденсаторы производит множество компаний, среди которых на российском рынке широко представлены: Yageo, Vishay, Murata Electronics, Suntan Tecnology Company Limited, TDK и др.

В соответствии с заданными параметрами подберем межкаскадные конденсаторы емкостью 1 мкФ и максимальным напряжением не менее 16 В, которое по сравнению с заданным увеличено для обеспечения запаса по данной характеристике. Воспользуемся электронными справочниками производителей и поставщиков конденсаторов. Среди керамических конденсаторов выводного типа можно использовать TS170R1H105KSB0R (компании Suntan Tecnology Company Limited) с максимальным напряжением 50 В, допуском (± 10)% и диапазоном температур $-55...+125$ °С. В качестве поверхностных конденсаторов для автоматического монтажа можно применить GRM155R61C105KA12D (компании Murata Electronics), типоразмер 0402, максимальное напряжение 16 В, допуск (± 10)% и диапазон температур $-55...+85$ °С. Поверхностные конденсаторы с применением ручной пайки — CC1206KKX7R7BB105 (компании Yageo), типоразмер 1206, максимальное напряжение 16 В, допуск (± 10)% и диапазон температур $-55...+125$ °С.

Подберем электролитические и танталовые конденсаторы емкостью 100 мкФ, максимальным рабочим напряжением не менее 16 В и допуском (± 20)%. Электролитический выводной конденсатор с требуемыми характеристиками SH016M0100A2F-0511 (компании Yageo), подобный элемент для поверхностного монтажа SE016M0100RED-0605 (компании Yageo). Танталовые конденсаторы с требуемым номиналом емкости можно подобрать со следующими характеристиками: TS19001E101MSB0B0R (компании Suntan Tecnology Company Limited) выводной, максимальное напряжение 25 В, допуск (± 20)%; 293D105X9016A2TE3 (компании Vishay) поверхностный, типоразмер 3216-18, максимальное напряжение 16 В, допуск (± 10)%.

4.4. Разъемы

В предложенных расчетах схем не упоминается о необходимости использования разъемов. Тем не менее они нужны для обеспечения возможности подключения источников питания, входных и выходных сигналов. Некоторые типы разъемов показаны на рис. 4.5. Спектр разъемов очень велик, существует множество узкоспециализированных разъемов, например, для высокочастотных сигналов, для соединения при помощи шлейфов, сетевые (LAN) и телефонные разъемы, для сетевого и низковольтного питания, экранированные и мн. др.

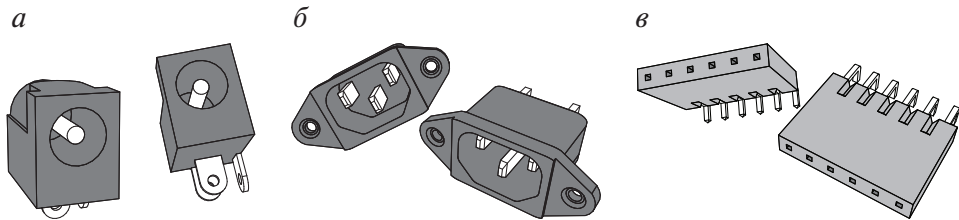


Рис. 4.5. Разъемы низковольтного питания (а), сетевого питания (б), штыревой разъем (в)

Подключение внешнего однополярного низковольтного источника питания нередко осуществляют при помощи гнезда, предназначенного для монтажа на печатную плату, например DS210 (рис. 4.5, а), и ответной части — штекера NP125, к которому припаиваются провода выходного напряжения блока питания.

При использовании встроенных блоков питания, на устройстве устанавливают разъемы (рис. 4.5, б), предназначенные для подключения стандартного сетевого шнура с максимальным током 16 А.

Электрическое соединение между платами можно осуществлять при помощи разъемов серий СТ, РН, KLS, IDC и др. Например, гнездо на кабель СТ-06F является однорядным разъемом с шагом (расстоянием между выводами) 2,00 мм и имеет 6 выводов, ответная часть — вилка СТ-06М, располагаемая на плате.

Приложение 1.

Оформление пояснительной записки [16]

Пояснительная записка является научно-техническим текстовым документом, выполненным с учетом требований действующих стандартов. Общий объем пояснительной записки составляет 20–30 листов формата А4.

Текст пояснительной записки следует печатать в текстовом редакторе, например в *Microsoft Word*. При оформлении текстовой части пояснительной записки следует использовать ГОСТ 7.32–2003. Необходимо выставить следующие настройки: шрифт Times New Roman 12 pt; межстрочный интервал 1,5; поля — левое 3 см; правое 1 см; верхнее и нижнее 2 см; выравнивание текста по ширине; абзацный отступ 1,25. Нумерация страниц в этом случае осуществляется внизу страницы по центру.

1. Наименование документа

1.1. Структура обозначения документа

Установлена структура обозначения графических и текстовых документов проектов по ГОСТ 2.201–80, ГОСТ 7.32–2001, представленная на рис. П1.1:

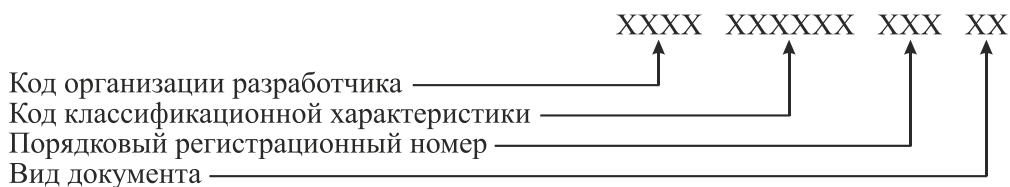


Рис. П1.1. Структура обозначения графических и текстовых документов проектов

1.2. Код организации-разработчика

На месте кода организации-разработчика записывается номер направления обучения студента, по которому выполняется проект (например, 12.03.01).

1.3. Код классификационной характеристики

Код классификационной характеристики присваивают по классификатору ЕСКД и записывают его шестизначное обозначение.

Пример: электроника 520 000

Если тема проекта не имеет классификационной характеристики по классификатору ЕСКД, то на месте шестизначного кода в обозначении записывают 000 000.

1.4. Порядковый регистрационный номер

Порядковый регистрационный номер проектов 001–999 устанавливает кафедра, ведущая проектирование. Как правило, он соответствует списочному номеру студента.

1.5. Вид документа

Вид документа записывают по шифрам документов, установленным в ГОСТ 2.106–96 и ГОСТ 2.701–84.

Примеры:

- | | |
|--------------------------------------|-----------|
| • пояснительная записка | ПЗ |
| • электрическая принципиальная схема | ЭЗ |
| • таблицы | ТБ |
| • сборочный чертеж | СБ |

1.6. Запись обозначения документа

Обозначение документа записывают на титульном листе и в основной надписи графических документов.

2. Структурные части пояснительной записки

2.1. Состав пояснительной записки

Пояснительная записка проекта по модулю должна содержать:

- титульный лист;
- задание на проектирование;
- содержание;
- список использованных сокращений;
- введение;
- основную часть;
- заключение;
- список использованных источников;
- приложения.

Структурные части пояснительной записки записывают полужирным шрифтом, с абзачного отступа, с прописной буквы, без точки в конце.

2.2. Титульный лист

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФГАОУ ВО «УРАЛЬСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИМЕНИ ПЕРВОГО ПРЕЗИДЕНТА РОССИИ Б. Н. ЕЛЬЦИНА»
Кафедра физических методов и приборов контроля качества

Оценка проекта _____
Члены комиссии _____

ПРОЕКТ ПО МОДУЛЮ РАСЧЕТ АНАЛОГОВОГО ТРАКТА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ФИЗИЧЕСКОЙ ВЕЛИЧИНЫ

Руководители	
<i>должность</i>	_____ (ФИО)
<i>должность</i>	_____ (ФИО)
Нормоконтролер	
<i>должность</i>	_____ (ФИО)
Студент	
группы	_____ (ФИО)

Екатеринбург
2018

2.3. Содержание

В содержании указывают наименование всех разделов, подразделов и номера страниц, на которых размещается начало материала (прил. 1, п. 6). В содержание структурные элементы документа включаются в такой последовательности: перечень условных обозначений, введение, наименование разделов, подразделов и при необходимости пунктов и подпунктов основной части, заключение, список источников информации, приложения с их обозначением и наименованием.

2.4. Список использованных сокращений

Как правило, в тексте пояснительной записки проекта по модулю применяются условные обозначения, не предусмотренные действующими стандартами, а также специфическая терминология. Их перечень должен быть представлен в виде отдельного списка. Перечень должен располагаться столбцом, в котором слева в алфавитном порядке приводятся условные обозначения, сокращения и т. п., а справа — их детальная расшифровка.

2.5. Введение

Во введении приводят оценку современного состояния решаемой в проекте научно-технической проблемы, исходные данные для разработки проекта, обоснование необходимости выполнения работ проекта. Показывают актуальность и новизну темы.

2.6. Основная часть

В содержание основной части проекта по модулю необходимо включить:

- обоснованный выбор измерительного преобразователя (датчика) для указанной в задании физической величины;
- расчет схемы согласования датчика с усилительными каскадами;
- обоснованный выбор всех электронных компонентов (резисторов, конденсаторов, разъемов и транзисторов) проектируемого АЭУ;
- отдельный расчет усилительных каскадов АЭУ и схем их согласования между собой;
- моделирование работы спроектированного АЭУ по постоянному и переменному току в программе NI Multisim;
- полную принципиальную электрическую схему спроектированного АЭУ;
- перечень выбранных электронных компонентов;
- приложение с паспортными характеристиками датчика и транзисторов.

2.7. Заключение

Заключение должно содержать краткие выводы о результатах выполненной работы, оценку их технико-экономической и научной значимости.

3. Правила оформления пояснительной записки

3.1. Текст. Основная часть. Рубрикация

Текст основной части пояснительной записки разделяют на разделы, подразделы, пункты и подпункты.

Пример:

1, 2, 3 — разделы 1, 2, 3, без точки в конце;

1.2, 1.3 — раздел первый, подразделы второй и третий, без точки в конце;

1.1.2 — раздел первый, подраздел первый, пункт второй, без точки в конце;

1.1.2.1 — раздел первый, подраздел первый, пункт второй, подпункт первый, без точки в конце.

Заголовки структурных элементов пояснительной записки и разделов основной части следует печатать полужирным шрифтом с прописной буквы и абзацного отступа. Точки после номера рубрики и в конце заголовка не ставят.

Заголовки подразделов следует печатать с прописной буквы полужирным шрифтом без подчеркивания и точки в конце.

Если заголовок включает несколько предложений, то их разделяют точками. Переносы в заголовках не допускаются.

Расстояние между заголовками структурных элементов записки и разделов основной части и текстом должно быть не менее одного интервала.

Разделы допускается начинать на листе, где заканчивается предыдущий раздел.

3.2. Формулы

Значение всех физических величин должно быть выражено в единицах СИ согласно ГОСТ 8.417–81 и в единицах, допускаемых к применению наряду с единицами СИ, а также в кратных ($\times 10$) и дольных ($: 10$) от них.

3.2.1. Нумерация формул

Формулы нумеруют арабскими цифрами в пределах раздела или всего документа. Цифры заключают в круглые скобки и записывают с правой стороны листа на уровне формулы.

3.2.2. Ссылки на формулы

Ссылки на формулу в тексте приводят с указанием ее порядкового номера, например: в формуле (4.1) (первая формула четвертого раздела).

3.3. Иллюстрации

Все иллюстрирующие материалы пояснительной записки (рисунки, чертежи, схемы, диаграммы, графики, компьютерные распечатки, фотографии) называют рисунками.

Рисунки в проекте выполняют на листах формата А4 (допускается выполнение на листах формата А3) с использованием ПК.

3.3.1. Наименование и нумерация рисунков

Все рисунки обозначают словом «Рисунок» и нумеруют в пределах раздела или всего документа арабскими цифрами. Рисунки могут иметь название и поясняющие сведения. Поясняющие сведения помещают под рисунком, а ниже пишется слово «Рисунок», его номер и через тире его название.

3.3.2. Ссылки на рисунки

Рисунки располагаются после первой ссылки на них в тексте. Ссылки приводят с указанием порядкового номера рисунка, например: на рисунке 1.2.

3.4. Таблицы

Цифровой материал оформляют, как правило, в виде таблиц по ГОСТ 2.105–95.

3.4.1. Нумерация и название таблиц

Если таблиц больше одной, то их нумеруют арабскими цифрами в пределах раздела или всего документа. Например: таблица 1.2 (вторая таблица первого раздела). Слово «таблица» пишется в левом углу над таблицей без абзацного отступа, затем пишется номер таблицы через пробел и через тире название таблицы.

3.4.2. Заполнение таблиц

Цифры в графах таблицы должны проставляться так, чтобы ряды чисел по всей графе были расположены один под другим. В одной графе количество десятичных знаков должно быть одинаковым. Если данные отсутствуют, то в графах ставят знак тире. Заменять кавычками цифры, математические знаки, обозначение марок материалов и типоразмеров *не допускается*.

3.4.3. Ссылки на таблицы

На все таблицы должны быть ссылки в тексте пояснительной записки. Например, если таблица одна, то пишут «в таблице 1», если таблица находится в приложении В, то пишут «в таблице В.1».

3.5. Список использованных источников

Сведения об источниках следует располагать в порядке появления ссылок на источник в тексте пояснительной записке и нумеровать арабскими цифрами без точки. Сведения об источниках приводятся в соответствии с ГОСТ 7.1–2003.

3.5.1. Ссылки на источники

Ссылки на источник следует указывать с помощью порядкового номера, заключенного в квадратные скобки. В описании литературы приводят сведения обо всех авторах. Если их более трех, указывают фамилию одного из них с добавлением слов «и др.» в квадратных скобках (Ю. В. Хлопов [и др.]).

При указании сведений о составителях, редакторах, переводчиках, иллюстраторах и т. д. приводят не более двух фамилий. Если их три и более, приводят фамилию только одного из них в каждой категории с добавлением слов «и др.».

3.5.2. Примеры оформления источников

Описание книги 1 автора

1. Мамонкин И. Г. Усилительные устройства : учебное пособие для вузов / И. Г. Мамонкин. Москва : Связь, 1977. 360 с.

2. Достал И. Операционные усилители : пер. с англ. / И. Достал. Москва : Мир, 1982. 512 с.

Описание книги коллектива авторов

3. Транзисторы для аппаратуры широкого применения / К. М. Брежнева [и др.]. Москва : Радио и связь, 1981. 512 с.

Описание стандарта

4. ГОСТ 2.702–2011. ЕСКД. Правила выполнения электрических схем. Москва : Стандартинформ, 2011. 23 с.

Ссылки на интернет-ресурсы

4. Исследование процесса ультразвуковой сварки при герметизации продуктов в пакеты из полимерной пленки [Электронный ресурс] / В. Н. Хмелев [и др.] // Электронный журнал «Техническая акустика». 2005. № 17. 9 с. Режим доступа: <http://www.ejta.org/ru/khmelev1>. Загл. с экрана.

4.1. Правила оформления графической части

4.1.1. Общие требования

Количество, перечень и содержание графических документов проекта по модулю устанавливается методическими документами кафедры, ведущей проектирование.

4.1.2. Форматы

Графические документы проекта по модулю должны быть выполнены на листах формата А4. Перечень элементов к схеме электрической принципиальной также выполняют на листах формата А4.

5. Правила оформления схем

В соответствии с ГОСТ 2.701–2008 «Схемы. Виды и типы. Общие требования к выполнению» ЕСКД устанавливает виды и типы схем изделий всех отраслей промышленности. При этом правила выполнения и оформления электрических схем должны соответствовать ГОСТ 2.702–2011, ГОСТ 2.701–2008, ГОСТ 2.705–70.

5.1. Схемы электрические принципиальные

При выполнении схем электрических принципиальных пользуются ГОСТ 2.702–2011, а также стандартами на условные графические изображения (УГО) элементов (см. прил. 2):

- ГОСТ 2.710–81 «Позиционные обозначения на схемах»;
- ГОСТ 2.721–74 «Обозначения регулировок»;
- ГОСТ 2.723–68 «Катушки индуктивности, трансформаторы»;
- ГОСТ 2.728–74 «Резисторы и конденсаторы»;
- ГОСТ 2.730–73 «Полупроводниковые приборы»;
- ГОСТ 2.731–81 «Электровакuumные приборы»;
- ГОСТ 2.743–91 «Цифровые схемы»;
- ГОСТ 2.755–87 «Коммутационные изделия»;
- ГОСТ 2.759–82 «Аналоговые интегральные схемы».

5.2. Перечень элементов к схеме электрической принципиальной

Перечень элементов к схеме электрической принципиальной выполняют по ГОСТ 2.702–2011. Элементы в перечне записывают группами в алфавитном порядке (латинский алфавит) буквенных позиционных обозначений. В пределах каждой группы, имеющей одинаковые буквенные позиционные обозначения, элементы располагаются по мере

возрастания порядковых номеров. Элементы одного типа с одинаковыми параметрами, имеющие на схеме последовательные порядковые номера, допускается записывать в перечень в одну строку. Номинальные значения резисторов и емкостей должны выбираться из соответствующих рядов (прил. 2).

6. Правила выполнения основных надписей

6.1. Общие требования

На каждом листе графических документов проекта выполняют основную надпись, которую располагают в правом нижнем углу листа вдоль длинной стороны (в формате А4 — вдоль короткой). Основную надпись на титульном листе пояснительной записки не выполняют.

6.2. Форма, содержание и размеры основных надписей

Форма, содержание, расположение и размеры граф основных надписей должны соответствовать ГОСТ 2.104–2006. Формы и пример заполнения приведены на рис. П1.2–П1.3.

a

						(Обозначение документа)		
Изм.	Лист	№ документа	Подпись	Дата	(Наименование)	Литера	Масса	Масштаб
Разраб.								
Пров.								
Т.контр.						Лист	Листов	
Н.контр.					(Материал детали)	(Наименование - индекс предпр.)		
Утв.								

б

						(Обозначение документа)		
Изм.	Лист	№ документа	Подпись	Дата	(Наименование)	Литера	Лист	Листов
Разраб.								
Пров.								
Т.контр.								
Н.контр.					(Наименование - индекс предпр.)			
Утв.								

в

						(Обозначение документа)		
Изм.	Лист	№ документа	Подпись	Дата				

Рис. П1.2. Основная надпись для чертежей и схем (*a*), перечня элементов и спецификации (*б*) и последующих листов всех документов (*в*)

					120301 520 000 001 ЭЗ			
Изм.	Лист	№ документа	Подпись	Дата				
Разраб.		Петров А.А.			Устройство временной селекции информационных сигналов	Литера	Лист	Листов
Пров.		Иванов Б.Б.				ПК	1	2
Н.контр.		Сидоров В.В.				УрФУ Каф. ФМПК Фт-350011		
Утв.		Вайнштейн И.А.						

Рис. П1.3. Пример заполнения основной надписи для схемы

7. Примеры оформления структурных элементов проекта

Пример оформления содержания

Задание на проектирование.....	
Введение	
1 Структурная схема устройства.....	
2 Синтез комбинационных схем	
2.1 Формирователь логической функции $F1$	
2.2 Формирователь временного интервала $T1$	
2.3 Формирователь логической функции $F2$	
2.4 Формирователь временного интервала $T2$	
3 Генератор тактовых импульсов.....	
4 Счетчик импульсов	
5 Схема измерения временного интервала	
5 Программы обработки и вывода информации для микроконтроллера.....	
6 Экономическое обоснование выбора элементов.....	
Заключение	
Список использованных источников	
Приложение А. Справочные данные микросхем	
Приложение Б. Перечень элементов к схеме электрической принципиальной.....	
Приложение В. Листинг программы для микроконтроллера.....	

Пример оформления таблицы

Таблица 1.1 — Параметры операционных усилителей

Тип микросхемы	Напряжение питания, В	Коэффициент усиления	Частота, МГц
К 140 УД 2А	$\pm 12,6$	35 000	2
К 140 УД 5А	$\pm 12,0$	500	14
К 140 УД 6	$\pm 15,0$	30 000	1

Пример оформления формулы

Максимальное значение амплитуды напряжения U_m на выходе генератора

$$U_m = \frac{E_k t_i}{RC}, \quad (4.1)$$

- где E_k — напряжение питания, В;
 t_i — длительность входного импульса, с;
 R — сопротивление времязадающей цепи, Ом;
 C — емкость времязадающей цепи, Ф.

Пример расчета

При $E_k = 10$ В, $t_i = 10$ мкс, $R = 10$ кОм, $C = 2000$ пФ,

$$U_m = \frac{10 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{10 \cdot 10^3 \cdot 2000 \cdot 10^{-12}} = 5 \text{ В.}$$

Пример оформления рисунка схемы (ГОСТ 2.702–2011)

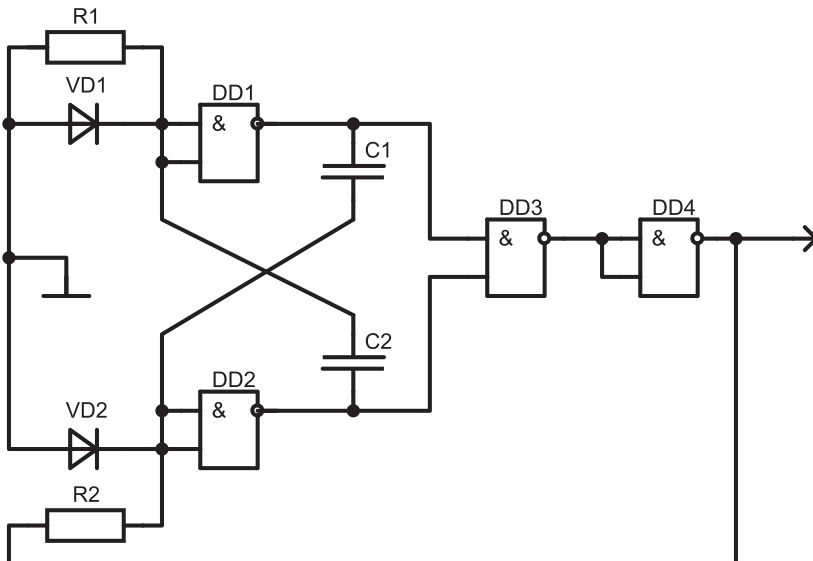


Рисунок 10 — Автоколебательный мультивибратор на логических элементах

Пример оформления перечня элементов для схемы электрической принципиальной

Зона	Поз. обозн.	Наименование	Кол.	Примечание
		Конденсаторы		
	C1...C4	CC1206KRX7R9BB104 Yageo	4	
	C5	CA016M0010REB-0405 Yageo	1	
	C6...C8	CC1206KRX7R9BB104 Yageo	3	
		Микросхемы		
	DA1	AD8032		
	DA2	ADG787		
	DD1	PIC18F24K50		
		Индикатор		
	HG1	Kingbright CC56-12CGKWA		
		Перемычка		
	JP1	AMP-0-0825433-2		
		Кварц		
	QZ1	РПК01МД-6ВС\2457,6\НС49У\30пФ		
		Резисторы		
	R1	C2-33Н-0,125 5% 390 Ом	1	
	R2	Резистор Р1-12-0,25-4,7 кОм ±5%-А-«А» ОЖО.467.169ТУ	1	
	R3, R4	RC1206JR-07390RL Yageo	2	
	R5	СП5-2ББ 1,5 кОм ±5%, ГОСТ В 20.39.404-81	1	Подстроечный
	R6	TSR 3296Р-152	1	Подстроечный
		Диоды		
	VD1	ВАТ54		
		Транзисторы		
	VT1...VT12	2N4401	12	
		Разъемы		
	XS1	DCJ-R-20		
	XS2	1-1734346-1		USB 2.0 тип В, гнездо
	XS3	PBS-1x06		
120301 520 000 003 ПЭЗ				
		Подпись	Дата	
Студент	Петров А.А.			Устройство временной селекции информационных сигналов
Руковод.	Иванов Б.Б.			
Н.контр.	Сидоров В.В.			Перечень элементов
Завкаф.	Вайнштейн И.А.			
				Литера
				Лист
				Листов
				ПК
				1
				1
				УрФУ Каф. ФМПК, Фт-350011

Приложение 2.

Шкалы номинальных значений

Таблица П2.1

Шкала номинальных значений сопротивлений

Е6	Е12	Е24	Е48	Е6	Е12	Е24	Е48	
1,0	1,0	1	1,00	3,3	3,3	3,3	3,16	
			1,05				3,32	
		1,1	1,10			3,48		
			1,15			3,65		
	1,2	1,2	1,21			3,83		
			1,27			4,02		
		1,3	1,33		4,22			
			1,40		4,42			
			1,5		1,5	1,47	4,64	
						1,54	4,87	
1,5	1,6	1,62	5,11					
		1,69	5,36					
	1,8	1,8	1,78	5,62				
			1,87	5,90				
		2,0	1,96	6,19				
			2,05	6,49				
2,2	2,2	2,2	2,15	6,8	6,8	6,8	6,81	
			2,26				7,15	
		2,4	2,37			7,50		
			2,49			7,87		
			2,7			2,7	2,61	8,25
							2,74	8,66
	3	2,87			9,09			
		2,94			9,53			

Примечание. Отклонение величины сопротивлений для рядов: Е6 (± 20)%, Е12 (± 10)%, Е24 (± 5)%, Е48 (± 2)%.

Таблица П2.2

Шкала номинальных значений для конденсаторов до 10 000 пФ

Допускаемое отклонение от номинала										
(±20) %				(±10) %				(±5) %		
1	10	100	1000	—	10	100	1000	10	100	1000
—	—	—	—	—	—	—	—	—	110	1100
—	—	—	—	—	12	120	1200	12	120	1200
—	—	—	—	—	—	—	—	—	130	1300
1,5	15	150	1500	—	15	150	1500	15	150	1500
—	—	—	—	—	—	—	—	16	160	1600
—	—	—	—	—	18	180	1800	18	180	1800
2	—	—	—	—	—	—	—	20	200	2000
—	22	220	2200	—	22	220	2200	22	220	2200
—	—	—	—	—	—	—	—	24	240	2400
—	—	—	—	—	27	270	2700	27	270	2700
3	—	—	—	—	—	—	—	30	300	3000
—	33	330	3300	—	33	330	3300	33	330	3300
—	—	—	—	—	—	—	—	36	360	3600
4	—	—	—	4	39	390	3900	39	390	3900
—	—	—	—	—	—	—	—	43	430	4300
—	47	470	4700	—	47	470	4700	47	470	4700
—	—	—	—	5	—	—	—	51	510	5100
—	—	—	—	—	56	560	5600	56	560	5600
6	—	—	—	6	—	—	—	62	620	6200
7	68	680	6800	7	68	680	6800	68	680	6800
—	—	—	—	—	—	—	—	75	750	7500
8	—	—	—	8	82	820	8200	82	820	8200
9	—	—	—	9	—	—	—	91	910	9100

Таблица П2.3

Шкала номинальных значений для конденсаторов 0,01–100 мкФ

Допускаемое отклонение от номинала					
(±20) %	(±5) %, (±10) %	(±5) %, (±10) %, (±20) %			
0,010	0,010	0,1	1	10	100
—	0,012	—	—	—	—
0,015	0,015	0,15	0,5	5	—
—	0,018	—	—	—	—
0,022	0,022	0,22	2,2	22	—
—	0,027	—	—	—	—
0,033	0,033	0,33	3,3	33	—
—	0,039	—	—	—	—
0,047	0,047	0,47	4,7	47	—
—	0,056	—	—	—	—
0,068	0,068	0,68	6,8	68	—
—	0,082	—	—	—	—

Библиографический список

1. Фрайден Дж. Современные датчики : справ. / Дж. Фрайден ; пер. с англ. ; под ред. Е. Л. Свинцова. — Москва : Техносфера, 2005. — 592 с.
2. Бриндли К. Измерительные преобразователи : справ. пособие / К. Бриндли. — Москва : Энергоатомиздат, 1991. — 143 с.
3. Электрические измерения неэлектрических величин / А. М. Турчинин [и др.] ; под ред. П. В. Новицкого. — Ленинград : Энергия, 1975. — 576 с.
4. 2SK364, (Field Effect Transistor Silicon N Channel Junction Type), Toshiba [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/toshiba/1036.pdf>. — Загл. с экрана.
5. MC1458, (Dual general-purpose operational amplifiers), Texas Instruments [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/mc1458.pdf>. — Загл. с экрана.
6. Войшвилло Г. В. Усилительные устройства : учебник для вузов / Г. В. Войшвилло. — 2-е изд., перераб. и доп. — Москва : Радио и связь, 1983. — 264 с.
7. Кортвов В. С. Аналоговые устройства электронных приборов : учеб. пособие / В. С. Кортвов, С. В. Никифоров. — Екатеринбург : Изд-во Урал. ун-та, 2016. — 208 с.
8. Павлов В. Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств : учеб. для вузов / В. Н. Павлов, В. Н. Ногин. — 2-е изд., исправ. — Москва : Горячая линия — Телеком, 2001. — 322 с.
9. BC847/BC547 series. 45 V, 100 mA NPN general-purpose transistors. Product data sheet. NXP Semiconductors [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <https://static.chipdip.ru/lib/156/DOC000156776.pdf>. — Загл. с экрана.

10. Хернитер М. Е. Электронное моделирование в Multisim / М. Е. Хернитер. — Москва : ДМК Пресс, 2009. — 488 с.
11. Марченко А. Л. Лабораторный практикум по электротехнике и электронике в среде Multisim : учеб. пособие для вузов / А. Л. Марченко, С. В. Освальд. — Москва : ДМК Пресс, 2010. — 448 с.
12. Марченко А. Л. Основы электроники : учеб. пособие / А. Л. Марченко. — Москва : ДМК Пресс, 2008. — 296 с.
13. Проектирование электронных устройств в MULTISIM 12 [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <http://сchem.net/comp/comp157.php>. — Загл. с экрана.
14. Титце Ульрих. Полупроводниковая схемотехника : в 2 т. / У. Титце, К. Шенк ; [пер. с нем. Г. С. Карабашева]. — Москва : ДМК Пресс: Додэка-XXI, 2008. — Т. 1. — 827 с. ; Т. 2. — 941 с.
15. Хоровиц Пауль. Искусство схемотехники / П. Хоровиц, У. Хилл ; пер. с англ. Б. Н. Бронина [и др.]. — 6-е изд. — Москва : Мир, 2003. — 704 с.
16. Слесарев А. И. Аспекты проектирования электронных схем на основе микроконтроллеров : учеб. пособие / А. И. Слесарев, Е. В. Моисейкин, Ю. Г. Устьянцев. — Екатеринбург : Изд-во Урал. ун-та, 2018. — 136 с.

Оглавление

Сокращения	3
Введение	4
1. Датчики и предварительные усилители-преобразователи	7
1.1. Обобщенные характеристики датчиков	8
1.1.1. Передаточная функция	8
1.1.2. Диапазон измеряемых значений	10
1.1.3. Диапазон выходных значений	11
1.2. Подбор датчика для измерения физической величины	12
1.3. Согласование датчиков с усилительной аппаратурой	14
1.3.1. Датчики с выходом по напряжению и по току	14
1.3.2. Преобразователи ток — напряжение	15
1.3.3. Включение резистивных датчиков	19
1.4. Расчет схемы сопряжения для датчика с токовым выходом ...	21
2. Двухкаскадный усилитель с симметричным выходом	26
2.1. Усилительный каскад с общим эмиттером	27
2.1.1. Расчет по постоянному току	27
2.1.2. Расчет по переменному току	30
2.2. Фазоинвертор	33
2.3. Коэффициент усиления и частотные свойства усилителя	35
2.4. Схематическое проектирование двухкаскадного усилителя ..	36
2.4.1. Расчет и моделирование по постоянному току	37
2.4.2. Расчет и моделирование по переменному току	40
3. Двухкаскадный усилитель постоянного тока	44
3.1. Принцип работы дифференциального усилителя	44
3.2. Проектирование дифференциального усилителя	47
3.2.1. Расчет по постоянному току	47
3.2.2. Расчет по переменному току	54
3.3. Проектирование эмиттерного повторителя	60
3.3.1. Расчет по постоянному току	61
3.3.2. Расчет по переменному току	65

3.4. Расчет схемы сдвига уровня.....	69
3.5. Моделирование двухкаскадного УПТ	73
4. Рекомендации к выбору электронных компонентов	78
4.1. Транзисторы	80
4.1.1. Основные параметры биполярных транзисторов и их классификация.....	80
4.1.2. Основные параметры полевых транзисторов и их классификация.....	82
4.1.3. Выбор транзистора	84
4.2. Резисторы	86
4.2.1. Резисторы постоянные	87
4.2.2. Резисторы переменные подстроечные	89
4.3. Конденсаторы	90
4.4. Разъемы	93
Приложение 1. Оформление пояснительной записки [16]	94
Приложение 2. Шкалы номинальных значений.....	106
Библиографический список	108

Учебное издание

Вохминцев Александр Сергеевич
Бунтов Евгений Александрович
Моисейкин Евгений Витальевич
Устьянцев Юрий Геннадьевич

**АСПЕКТЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ
УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ
СИСТЕМ КОНТРОЛЯ**

Редактор И. В. Меркурьева
Верстка О. П. Игнатъевой

Подписано в печать 15.05.2019. Формат 70×100/16.
Бумага офсетная. Цифровая печать. Усл. печ. л. 9,0.
Уч.-изд. л. 5,0. Тираж 40 экз. Заказ 125

Издательство Уральского университета
Редакционно-издательский отдел ИПЦ УрФУ
620049, Екатеринбург, ул. С. Ковалевской, 5
Тел.: +7 (343) 375-48-25, 375-46-85, 374-19-41
E-mail: rio@urfu.ru

Отпечатано в Издательско-полиграфическом центре УрФУ
620083, Екатеринбург, ул. Тургенева, 4
Тел.: +7 (343) 358-93-06, 350-58-20, 350-90-13
Факс: +7 (343) 358-93-06
<http://print.urfu.ru>

