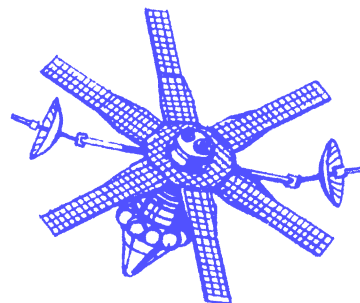


ЭЛЕКТРОНИКА шаг за шагом. ПРАКТИКУМ

Юрий Ревич

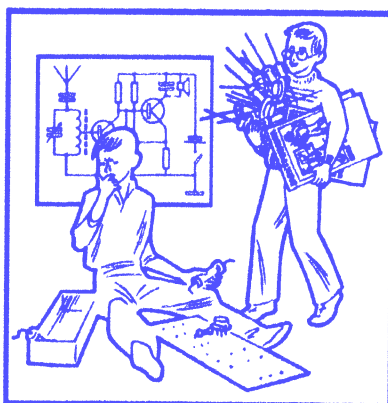
ЭЛЕКТРОНИКА шаг за шагом ПРАКТИКУМ

ОМК
ИЗДАТЕЛЬСТВО

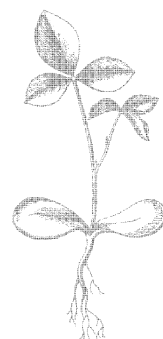


Ю. В. РЕВИЧ

ЭЛЕКТРОНИКА ШАГ ЗА ШАГОМ Практикум



Москва, 2021



Scan AAW

УДК 621.3
ББК 32.85
Р32

Р32 Ревич Ю. В.

Электроника шаг за шагом. Практикум. – М.: ДМК Пресс, 2021. – 260 с.: ил.

ISBN 978-5-97060-919-4

Книга «Электроника шаг за шагом. Практикум» представляет собой сборник практических примеров, дополняющих теоретические сведения о началах электроники, изложенные в книге Р. А. Свореня «Электроника шаг за шагом». Подобные примеры имеются и в оригинальных изданиях «Электроники шаг за шагом», но к настоящему времени они устарели. Примеры в данном издании ориентированы в основном на элементную базу поколения дискретных компонентов и КМОП-микросхем малой и средней степени интеграции. Затрагиваются также более современные приемы любительской электроники, основанные на микроконтроллерах и Arduino.

Разделы «Практикума» в основном следуют тематике глав в современном переиздании «Электроники шаг за шагом». Каждый раздел содержит краткие сведения теоретических основ обсуждаемой области. В необходимых случаях приводятся справочные данные некоторых компонентов и их аналогов для возможной замены. Приводится краткое описание необходимых инструментов, оборудования и радиолюбительских технологий.

Для учащихся, студентов, инженерных и научных работников, не имеющих специального образования в области радиоэлектроники, и широкого круга любителей электроники.

УДК 621.3
ББК 32.85

Все права защищены. Любая часть этой книги не может быть воспроизведена в какой бы то ни было форме и какими бы то ни было средствами без письменного разрешения владельцев авторских прав.

Материал, изложенный в данной книге, многократно проверен. Но, поскольку вероятность технических ошибок все равно существует, издательство не может гарантировать абсолютную точность и правильность приводимых сведений. В связи с этим издательство не несет ответственности за возможные ошибки, связанные с использованием книги.

ISBN 978-5-97060-919-4

© Ревич Ю. В., 2021

© Оформление, издание, ДМК Пресс, 2021

От автора

Книга Р. А. Свореня «Электроника шаг за шагом» впервые была издана в конце 70-х годов прошлого столетия. С тех пор прошло достаточно времени, чтобы успело смениться два поколения электронных приборов. Сначала дискретные транзисторы и диоды сменились микросхемами малой степени интеграции. Затем довольно быстро базовой платформой для разработки электронных изделий стали большие и сверхбольшие интегральные схемы (БИС и СБИС) – микропроцессоры, микроконтроллеры и ПЛИС (программируемые логические интегральные схемы). Кроме того, возникли целые классы электронных компонентов, ранее не существовавшие: интегральные стабилизаторы питания (в том числе экономичные импульсные), специализированные микросхемы для проводной и беспроводной связи, недорогие аналого-цифровые и цифроаналоговые преобразователи.

Самая впечатляющая революция произошла в отображении информации: появились жидкокристаллические и светодиодные индикаторы и дисплеи, плоские телевизионные экраны. Традиционные лампочки накаливания были очень быстро вытеснены светодиодами сначала в области сигнализации, а в последние годы и в осветительных приборах, включая бытовые.

Одновременно с появлением плоских экранов телевидение все увереннее стало двигаться в сторону цифровизации: современный телевизор представляет собой в сущности весьма навороченный компьютер, с самыми продвинутыми сетевыми и мультимедийными функциями. Принципы передачи изображений существенно изменились. Ко времени написания этих строк подробно описанное Р. А. Своренем аналоговое телевидение в большинстве государств мира либо отключено полностью, либо планируется к отключению в ближайшее время (в том числе и в России).

Электроника быстро движется в сторону все большей миниатюризации – не только из-за появления микросхем с огромным количеством функций на одном кристалле, но и из-за уменьшения их собственных габаритов и снижения тепловыделения. Например, вполне функциональный компьютер уместается на плате 50×70 мм (Raspberry Pi). Уменьшились и сопутствующие компоненты: так, малые потери ключей на полевых транзисторах позволяют упаковать преобразователь питания мощностью в сотню с лишним ватт в объем порядка 50 см³.

Перечисление подобных примеров можно было бы продолжать до бесконечности, но нам сейчас важно подчеркнуть другой очень важный

момент: обучение электронике нельзя начинать сразу с микроконтроллеров и БИС. Дети в школах начинают обучаться письму не с компьютерных клавиатур, а по-прежнему с прописей, ручки и линованного листка бумаги, а спутниковая навигация не отменяет обучение моряков умению ориентироваться по компасу и звездам. Точно так же каждый электронщик обязан знать, как включать дискретный транзистор и светодиод, зачем нужны резисторы разных размеров и для чего применяются конденсаторы различных типов. Он должен уметь собрать генератор импульсов на транзисторах и микросхемах малой степени интеграции, построить простейший усилитель на дискретных компонентах, освоить обращение с операционными усилителями и логическими элементами. Только такая подготовка позволит ему в полной мере, с пониманием сути происходящего освоить современные микроэлектронные средства.

Исходя из таких соображений был разработан этот «Практикум» как дополнение к переизданию книги Р. А. Свореня. Примеры, включенные в текст оригинального издания книги, устарели и морально, и в части применяемых схемотехнических решений. Сейчас мало кому придет в голову самостоятельно проектировать средневолновый приемник с применением вручную намотанных катушек индуктивности и громоздких конденсаторов переменной емкости – на дворе век иных технических решений. К тому же коммерческое вещание на средних и длинных волнах, подобно аналоговому телевидению, давно уже сведено к минимуму. Зато широко распространились темы различных устройств управления и автоматики, дистанционного сбора данных, преобразования из аналогового в цифровой вид и обратно.

Поэтому в «Практикуме» собраны актуальные на сегодняшний день примеры с применением современных компонентов. Основная компонентная база для выполнения примеров из «Практикума» – дискретные компоненты (транзисторы, диоды, светодиоды, резисторы и конденсаторы), операционные усилители и компараторы общего назначения, а также логические микросхемы низкой и средней степени интеграции на основе КМОП-технологии (серия CD4000 и ее отечественные аналоги). Все дискретные компоненты подразумеваются с гибкими выводами (в том числе и транзисторы), микросхемы – в DIP-корпусе, что облегчает макетирование и отладку схем на беспаячной макетной плате. Отметим, однако, что такой подход ограничивает ассортимент доступных компонентов (отчего иногда приходится нарушать этот принцип), а также пределы миниатюризации любительских устройств.

Полевые транзисторы в прошлом веке считались еще довольно экзотическим компонентом со своими специфическими областями применения. К тому же их существовало большое количество разновидностей, сильно различающихся по свойствам, что запутывало любителя в при-

менении этих типов транзисторов. Картина изменилась в последнюю четверть века, когда промышленность начала выпускать полевые МОП-транзисторы (англ. MOSFET), предназначенные для использования в качестве мощных ключей. В современном пособии эту тему обойти невозможно, поэтому в «Практикуме» некоторые *Эксперименты* посвящены применениям MOSFET-транзисторов, хотя в книге Р. А. Свореня [1] о них нет ни слова.

Вы встретите в книге также примеры реализации устройств на основе Arduino. Обойти вниманием эту платформу, занимающую сейчас доминирующее место в среде любителей электроники, было бы ошибочным шагом. Тем более что огромное количество устройств реализуется с помощью микроконтроллеров проще, дешевле и быстрее, чем на аналоговых компонентах, доминировавших во времена издания книги Р. А. Свореня. Конечно, переход к Arduino требует некоторого набора специфических знаний и умений (вроде элементов программирования), но мы здесь предполагаем, что заинтересованный читатель уже приобрел их самостоятельно. И на интернет-ресурсах, и в виде бумажных изданий существует огромное количество пособий по основам платформы Arduino, так что в неведении читатель не останется. В архиве, который можно скачать по адресу <http://revich.lib.ru/AVR/practikum.zip>, вы найдете тексты и примеры программ, обсуждаемых в примерах из этой книги.

Разделы «Практикума» в основном следуют тематике глав в современном переиздании «Электроники шаг за шагом» [1]. Ссылки на конкретные разделы в книге Р. А. Свореня могут выглядеть, например, как «глава 12; 10», – это означает 10-й раздел главы 12. Большинство тем «Практикума» содержит краткий обзор теоретических основ предложенной темы. Такой обзор может размещаться в начале главы или по ходу изложения, сопровождая изучение практических примеров определенной тематики. В каждом *Эксперименте*, содержащем один или несколько родственных практических примеров, в начале приводится список необходимых компонентов, материалов и оборудования. В необходимых случаях в нем приводятся аналоги для возможной замены компонентов. Подробные справочные данные компонентов приводятся в исключительных случаях – в документации, свободно доступной в интернете для любого компонента, все равно можно почерпнуть сведений больше, чем уместится в этой книге. Однако, чтобы не терять времени на обращение к такой документации каждый раз при сборке схемы, в *приложении 2* приведена разводка выводов некоторых компонентов, часто используемых в примерах «Практикума».

Необходимое пояснение по поводу термина «земля» – почему оно в этой книге всегда заключено в кавычки? Дело в том, что в электротехнике есть совершенно определенное понятие *земли* (без кавычек) – это общий для всех электростан-

ций мира нулевой потенциал, который привязан к поверхности земного шара. Общий провод электронных схем может с этим потенциалом соединяться (как, например, во многих устройствах бытовой техники), но в огромной части случаев этого не происходит и даже не рекомендуется. Поэтому называть общий провод электронных схем землей как минимум неграмотно (если вы заглянете в ГОСТы, то увидите, что у них даже разные графические обозначения). А как максимум такая путаница может в определенных ситуациях привести к существенным неприятностям, если кто-то перепутает эти термины. Правильнее было бы вообще отказаться от термина «земля» в приложении к электронным схемам, но термин прижился со времен ламповой радиотехники, где общий провод действительно рекомендовалось соединять с электротехническим заземлением. И даже повсеместно принятое английское обозначение GND (сокращение от *ground* – земля) следует этому заблуждению. Поэтому остается только заключать «землю» в кавычки, показывая таким образом, что мы с электриками имеем в виду разные понятия.

Перед изучением примеров из «Практикума» рекомендуется ознакомиться с разделом «Инструменты, материалы, технологии и оборудование», из которого вы узнаете, какие вещи приобрести вам придется обязательно, какие – желательно, а также о простейших методах сборки любительских электронных устройств в современных условиях. Обозначения и единицы измерения физических величин, а также некоторые принятые обозначения на электрических схемах приведены в *приложении 1*.

Замечания, предложения, указания на неточности и ошибки шлите через обратную связь на сайте издательства ДМК Пресс (dmkpress.com) или лично автору по электронному адресу revich@lib.ru.

Инструменты, материалы, технологии и оборудование

Для успешного создания надежных, эстетичных и удобных в обращении электронных устройств придется потрудиться. Заметим, что этому вопросу традиционно уделяется мало внимания в радиолюбительских пособиях – дело обычно ограничивается описанием принципиальной схемы и макета, а все остальные операции (создание платы, постановка в корпус, выбор и подключение источников питания, внешнее оформление и т. д.) выносятся за скобки – молчаливо предполагается, что читатель этими вопросами уже владеет. Что совершенная неправда – все такие операции отнимают гораздо больше времени и труда, чем просто отладка схемы на макете. Потому стоит предусмотреть все мелочи заранее.

Подробности

Индустрия старается угодить нуждам радиолюбителей, и в последние десятилетия появилось большое количество более-менее типовых платформ, ориентированных в основном на применение контроллеров Arduino в комплекте с различными датчиками и периферийными устройствами. В качестве примера можно привести отечественную платформу «Тройка», популяризируемую в известном интернет-магазине «Амперка», а также через сеть магазинов «Чип и Дип». В платформу входят различные переходные платы и модули, а также периферийные устройства с типовыми разъемами, что позволяет, не прикасаясь к паяльнику, собирать законченные устройства. Конечный результат представляет собой довольно громоздкую этажерку плат с торчащими во все стороны проводами. Конструкция обладает одним-единственным достоинством: быстротой сборки, не требующей каких-либо инструментов. Но, кроме ненадежности, излишне больших габаритов и стоимости, такое «изделие» обладает еще одним существенным недостатком: в нем затруднен доступ к отдельным компонентам при отладке. Кроме того, вы почти наверняка упретесь в отсутствие каких-то необходимых комплектующих, оформленных в нужном стандарте. Потому такой подход очень выгоден изготовителям, но совершенно неприемлем для изготовления сколько-нибудь удобных и эстетичных устройств.

Больше подробностей о радиолюбительских технологиях, применяемых инструментах и материалах вы можете узнать из книги автора «Занимательная электроника» [4].

Инструменты

Разумеется, все обычные инструменты для работы по пластику и металлу вам также понадобятся – напильники и надфили, ножовки со смен-

ными полотнами, дрель и шуруповерт, большие и маленькие отвертки, ножницы по металлу, часовые отвертки и т. д. Однако набор инструментов, необходимых любителю электроники, включает несколько позиций, отличных от обычно имеющихся в арсенале домашнего мастера. Перечислим самые употребительные:

- бокорезы и кусачки;
- медицинский пинцет;
- маленькие пассатижи (тонкогубцы);
- шило монтажное (прямое и изогнутое);
- два паяльника разной мощности (маленький 20–25 Вт и побольше 50–100 Вт);
- микродрель с цанговым зажимом для сверл 0,5–3 мм;
- канцелярский или строительный резак;
- строительный фен или турбозажигалка для осадки термоусадочных трубок;
- некоторые специальные инструменты (кримперы для разъемов, стрипперы для зачистки проводов и т. д.).

Расшифруем некоторые позиции подробнее.

Бокорезы

Бокорезы (рис. 1,верху) отличаются от кусачек (рис. 1,внизу) более тонкими лезвиями. Толстые лезвия кусачек с обратной стороны заточены под фаску, у бокорезов они составляют одну плоскость. Кроме того, кончики лезвий у кусачек закругленные, у бокорезов – острые. Благодаря такой конструкции бокорезами удобно очень точно откусывать даже самые тонкие проводники в труднодоступных местах. Кусачки в основном предназначены для откусывания проводов от миллиметра и более, насиловать бокорезы толстыми сетевыми проводами не следует.



Рис. 1. Бокорезы (вверху) и кусачки (внизу)

Качество бокорезов проверяется, если посмотреть через сомкнутые лезвия на свет – по всей длине лезвий не должно быть никаких просветов. Как правило, даже у фирменных бокорезов все-таки зазоры наблюдаются, в этом случае следует их аккуратно устранить с помощью мелкого алмазного надфиля. Качество стали, как вы понимаете, может быть самым разным и, в общем, напрямую коррелирует с ценой инструмента. Очень хороши и долговечны изредка встречающиеся в продаже бокорезы с лезвиями из твердого сплава. Но все-таки даже самые фирменные бокорезы не следует употреблять для откусывания гвоздей и стальной проволоки – для этого предназначены кусачки.

Пинцет

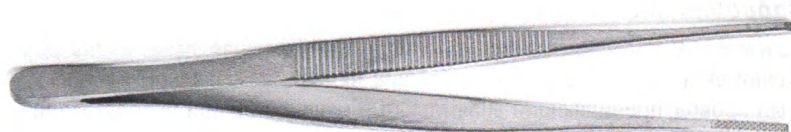


Рис. 2. Медицинский пинцет

Пинцет нужен именно стандартный медицинский длиной 150 мм (рис. 2). Для наших целей не годятся специализированные пинцеты с широкими или, наоборот, узкими губками, гладкими или какой-то специальной конфигурации (например, с «зубом» на конце). Чтобы пинцетом было удобнее пользоваться, его губки следует немного заострить с обратной стороны на точиле.

Кстати, из медицинского оборудования еще могут пригодиться хирургические зажимы (с защелкой на ручке) – в них удобно зажимать малогабаритные детали или концы проводов при пайке и облуживании.

Паяльники

Разумеется, для пайки микросхем и других компонентов с тонкими выводами лучше всего приобрести настоящую паяльную станцию с регулировкой и контролем температуры жала. Но это совершенно необязательно, особенно на первых порах – вполне достаточно любого миниатюрного паяльника с неокисляющимся жалом мощностью 20–25 Вт, в ценовом диапазоне до 1000 руб (см. рис. 3).

Дешевые отечественные паяльники с жалом из ничем не покрытой меди лучше не употреблять: жало очень быстро окисляется, его все время приходится затачивать напильником и заново облуживать. У рекомендованного типа жало обычно круглое, диаметром 0,5–1 мм на конце и способно служить очень долго без окисления. Продаются также сменные жала иной конфигурации (например, заостренной

«лопаточкой», что может быть удобно для пайки микросхем с мелким шагом).



Рис. 3. Паяльник для пайки выводов компонентов и тонких проводников

Подробности

Почему-то у большинства таких паяльников (включая даже очень дорогие и фирменные) присутствует один общий недостаток: слишком жесткий и толстый провод, причиняющий значительные неудобства при использовании. Его стоит заменить на гибкий шнур, рассчитанный на сетевое напряжение (аудиошнуры не подойдут!). Провода такого типа всем знакомы по адаптерам питания, встроенным в сетевую вилку, и в отечественном стандарте носят наименование ШВП-М или ШВП-2. Причем чем тоньше такой проводник, тем удобнее: при указанной мощности паяльника потребляемый от сети ток составляет не более 0,1–0,15 А, так что подходят даже самые тонкие провода сечением 0,2–0,35 мм² (лишь бы, повторим, их изоляция была рассчитана на напряжение, не меньшее амплитудного значения в бытовой сети – 310–340 В).

Температуру жала паяльника можно проверить, если коснуться им кусочка канифоли. Канифоль должна вскипать и в течение 2–3 с испаряться. Если она не кипит и испаряется медленно – жало недогрето (следует подобрать паяльник большей мощности), но так случается редко. Обычно канифоль интенсивно вскипает и мгновенно испаряется, как только вы отнесете жало в сторону. Это свидетельствует о перегретом жале, что может доставлять неудобства при пайке – в этом случае следует паяльник включать через лабораторный автотрансформатор (ЛАТР) или просто подобрать паяльник меньшей мощности. Отметим, что перегретый паяльник лучше, чем недогретый – в последнем случае вывод до растекания канифоли приходится прогревать слишком долго, что может привести к повреждению компонента.

Второй, более мощный паяльник 50–100 Вт предназначен для пайки толстых проводов и контактов, и, как более редко употребляющийся, может быть любым, в том числе и самым дешевым отечественным с голым медным жалом. За дешевизну, как мы уже говорили, приходится расплачиваться необходимостью частой заточки жала и его облуживания заново.

И последнее существенное замечание о паяльнике: его жало очень часто (фактически после каждой пайки) приходится очищать от нагара. Не следует употреблять для этого полимерные губки, которые иногда прилагаются к «фирменным» паяльникам. Лучшее средство для очистки жала – жесткая металлическая щетка на тканевой основе («корщетка»). Вполне подойдет также губка из металлической канители для очистки посуды, которую несложно приобрести в ближайшем супермаркете.

Материалы

Материалов любителю электроники понадобится много и самых разнообразных – в зависимости от характера и охвата его деятельности. Например, существуют специальные припой и флюсы для пайки алюминиевых проводов или нержавеющей стали, в том числе и оцинкованную, сложно паять без специальных средств. Мы здесь ограничимся перечнем лишь самых необходимых материалов, которые следует иметь под рукой каждому:

- припой свинцово-оловянный ПОС-61 в прутке (без канифоли);
- припой свинцово-оловянный ПОС-61 в проволоке диаметром 1-2 мм с канифолью;
- активный флюс (например, ЛТИ-120);
- пассивный флюс (канифоль в кусочках и ее спиртовой раствор);
- кембриковые (изолирующие) термоусадочные трубки, диаметром 1,5–20 мм;
- чистый бензин (типа «Галоша» или «для зажигалок»);
- ацетон или аналогичный растворитель (646 или 647);
- клеи «Момент-кристалл» и «Гель» (или клей-герметик в тубике);
- монтажные провода гибкие (многопроволочные):
 - — провод МГТФ-0,12 (для сигнальных проводников);
 - — провод МГШВ (МГВ)-0,35 (для проводников питания) в изоляции черного и красного цвета;
 - — двухжильный сетевой кабель ШВПП-М (ШВПП, ШВП-М) 2×0,20.

Большинство позиций в этом списке не нуждается в пояснениях (так, приемы пайки с помощью проволоки припоя или способы использования термоусадочных трубок широко освещаются в интернете). Останемся, как и ранее, лишь на отдельных пунктах.

Флюсы

Большую часть паек при монтаже электронных конструкций следует производить с использованием обычного канифольного флюса («канифольного лака» – спиртового раствора канифоли). Он отличается экологической

безвредностью (дым от канифоли куда менее вреден, чем дым от костра или тем более от горящего пластика), абсолютным отсутствием электропроводности (благодаря чему его можно не смывать с готовой схемы) и высокой эффективностью при пайке меди или ее сплавов. Канифоль в кусочках нужна обычно для залуживания медных проводников перед пайкой.

Но бывают случаи, когда канифоль не справляется: например, сильно окисленные проводники или выводы компонентов, проволока из металлов, отличных от меди. Медный проводник в обычной резиновой изоляции (в отличие от пластиковой) очень надежен и часто используется в бытовых целях, но медь в нем всегда оказывается сильно окисленной из-за присутствия серы в резине. Конечно, можно приобретать специальные флюсы, которых предлагается в продаже очень много, но для большинства таких случаев (кроме алюминия) вполне годится один универсальный активный флюс. «Активным» его называют потому, что в процессе пайки он выделяет пары кислот (обычно соляной), которые эффективно растворяют окислы, препятствующие пайке.

Наиболее известен такой флюс под названием ЛТИ-120. Он выпускается в виде жидкости или – иногда – в виде пасты и позволяет паять даже сильно окисленные проводники, в том числе в нестандартном сочетании (например, стальной проводник к оцинкованному железу). Несмотря на такие качества, окисленную проволоку перед пайкой лучше очистить дополнительно, пропустив ее через мелкую шкурку или просто через губки пинцета. ЛТИ-120 также не обладает электропроводностью, потому при отсутствии требований к эстетичному внешнему виду места пайки его остатки можно не смывать.

Термоусадочные трубки

Учтите, что в практике монтажа электронных устройств привычная изоляционная лента не применяется – слишком она ненадежна и неудобна в применении. Липкая изоляционная лента изредка используется для маркировки проводов – на ПВХ-ленте белого цвета, особенно с матовой поверхностью, очень хорошо держится надпись водостойким спиртовым маркером. Для целей изоляции в электронных приборах ранее применяли обычные изолирующие («кембриковые») трубки из ПВХ, теперь же практически полностью перешли на термоусадочные. После нагревания (примерно до 110–130 °С) такая трубка уменьшает свой диаметр от двух до четырех раз, прочно обволакивая место изоляции. Кроме обычных термоусадочных трубок (ТУТ) общего назначения, выпускаются и специальные трубки, выдерживающие атмосферные условия, в том числе перепады температур и облучение ультрафиолетом на солнце – проверяйте наличие этого свойства при необходимости изолировать проводники, открыто расположенные на улице.

В принципе усадку таких трубок следует производить специальным монтажным феном, но на практике даже многие профессионалы пользуются газовыми мини-горелками. На худой конец подойдет и обычная зажигалка, только обязательно типа «турбо», с некоптящим пламенем. Единственная опасность при таком способе – подпалить трубку или изоляцию провода, поднеся пламя слишком близко, потому осаживать следует аккуратно и не торопясь. Заметим также, что длинную термоусадочную трубку можно равномерно осадить, если ее погрузить в кипяток и выдержать в нем некоторое время.

Подробности

В настоящее время появилось много различных новых изоляционных материалов. Об одном из них следует здесь упомянуть отдельно: это так называемая самослипающаяся изолянта. Сняв защитную пленку, покрывающую внутреннюю сторону такой ленты, ей обматывают защищаемое соединение. Ленту при этом следует слегка натягивать, плотно прижимая витки друг к другу, особенно на сгибах. Через несколько минут после обматывания лента прочно слипнется, образовав довольно толстый водонепроницаемый слой. Размотать ее уже не получится, после слипания ленту можно только срезать.

Клеи и герметики

Тема клеев и герметиков вроде бы для электроники кажется посторонней, но это не так: в современном дизайне электронных устройств клеевые соединения применяются очень широко. Есть как минимум два направления их использования и в любительской практике. Одно из них – закрепление проводников и кабелей на плате – применяется очень часто. В профессиональной практике для этого обычно применяют термоклей: в специальном клеевом пистолете разогревается пластик и выдавливается на нужное место. В любительских конструкциях вместо термокля, требующего специального инструмента, можно применять любой клей или клей-герметик, застывающий в объеме. Для закрепления проводов хорошо подходит указанный клей «Гель», можно применять также эпоксидную смолу с добавкой пластификатора.

Второе направление – герметизация и изоляция электронных схем от влаги. Для этой цели удобно применять клеи-герметики. Сантехнические герметики, разумеется, не подойдут – они содержат в своем составе компоненты, вызывающие коррозию и неизвестно как влияющие на электропроводность состава после застывания. Для наших целей имеются специальные клеи-герметики, с указанием, что они подходят для герметизации электрических соединений (приобрести их проще всего в автомагазинах). Таким герметиком можно полностью залить проверенную и отлаженную плату, а можно только загерметизировать швы и отверстия в корпусе устройства. Тщательно герметизировать следу-

ет корпуса всех приборов, работающих в уличных условиях. Большой плюс такого способа – в отличие от термокля, герметик после застывания остается достаточно мягким, чтобы устройство можно было без особых трудностей разобрать и собрать заново.

Технологии

Эта тема в приложении к любительской электронике прежде всего означает изготовление и монтаж печатных плат. Платы можно изготавливать самостоятельно с помощью технологии, получившей практически официальное название ЛУТ (что расшифровывается, как «лазерно-утюжная»). ЛУТ подробно описана во множестве публикаций (см., например, [2]) и довольно сложна в освоении. На Западе существуют даже фирмы, производящие материалы для ЛУТ, что облегчает работу с ней. Но сложность освоения не самый главный недостаток технологии: куда серьезней то, что в домашних условиях абсолютно нереально произвести металлизацию отверстий. А без металлизации отверстий, с контактными площадками на обеих сторонах платы, не следует делать даже односторонние платы: дорожки легко отслаиваются при нагреве (если не сразу, то наверняка это произойдет при попытке замены компонента).

Учтите, что в этой книге примеры ориентированы на применение компонентов с гибкими выводами или в DIP-корпусах (их намного легче использовать при макетировании). Но при использовании ЛУТ SMD-корпуса с плоскими выводами как раз удобнее – на плате оказывается намного меньше сквозных отверстий. И все равно без них не обойтись – разъемы, внешние компоненты или обходы при пересечении дорожек требуют отверстий с контактами на обеих сторонах платы.

Поэтому если вы хотите делать все «по-взрослому», то платы следует заказывать – на радиолюбительских сайтах несложно найти объявления по изготовлению плат в небольших объемах. Единственная сложность – для этого придется самостоятельно освоить какую-либо из программ для разводки плат (для ЛУТ она все равно понадобится). Автор рекомендует Sprint-Layout как самую простую и доступную для начинающих.

Подробности

Современные конструкторы электронных приборов, кроме разве что этапа макетирования, практически никогда не прибегают к ручной пайке компонентов. Пайка вручную иногда еще применяется при соединении отдельных узлов между собой, но и в этом случае предпочитают пользоваться более современными способами (например, плоскими кабелями с соответствующими разъемами, устанавливаемыми на кабель без пайки). Кроме того, требования экологов заставляют в массовом производстве отказываться от припоев с содержанием свинца, а они, благодаря более высокой температуре плавления, куда менее приспособлены для ручного монтажа.

В современных производствах вместо ручной пайки компоненты на плату устанавливают с помощью специальной паяльной пасты. Она достаточно густая, чтобы удерживать компоненты на местах. После этого всю плату вместе с компонентами помещают в термопечь и прогревают по специальному температурному графику. Вместо термопечи можно применить обычную бытовую электродуховку, приладив к ней управляющий блок на основе Arduino. Компоненты оказываются надежно припаянными, причем без необходимости последующей очистки платы. Процесс подробно описан во многих публикациях (например, в статье [3]). При желании его вполне можно повторить в домашних условиях, только учтите, что в этом случае плату придется обязательно заказывать, а компоненты предпочтительно использовать с плоскостными выводами (так называемые SMD-компоненты для поверхностного монтажа). Мы от них в этой книге отказались (см. раздел «От автора»), так как они плохо подходят для макетирования и ручной сборки плат, но учтите, что почти все DIP-компоненты выпускаются и в варианте с плоскостными выводами для поверхностного монтажа.

Однако есть и способ обойтись без трудоемкой, дорогой и занимающей много времени операции изготовления плат. Он заключается в использовании универсальной макетной платы. Она содержит только металлизированные отверстия с шагом 2,5 мм и с контактными площадками на обеих сторонах. Компоненты на такую плату просто переносятся с макета на беспаечной плате. При этом соединения между компонентами осуществляются обрезками тонкого монтажного провода в термостойкой фторопластовой изоляции (провод МГТФ). Короткие соединения можно делать просто за счет длины выводов компонентов или их обрезками. Пример монтажа показан на рис. 4, и при аккуратном исполнении он оказывается ничуть не менее надежен, чем размещение на обычной плате. Разумеется, процесс такого монтажа весьма трудоемок, но по суммарным трудозатратам он оказывается не сложнее цепочки разводка–заказ–монтаж, а времени в сумме это занимает намного меньше.

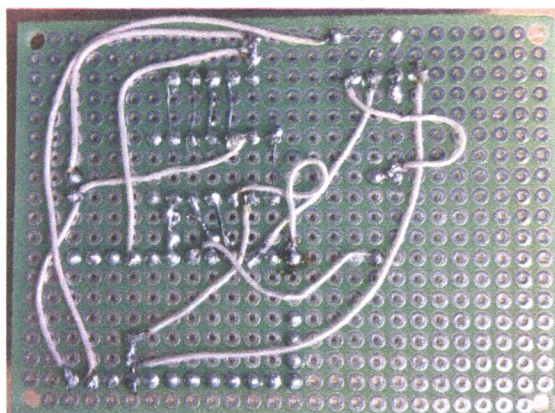


Рис. 4. Пример монтажа компонентов на универсальной макетной плате (с сайта *Electronics.stackexchange.com*)

Оборудование

Из покупного оборудования нам обязательно понадобится мультиметр. Для многих экспериментов из этой книги понадобится также осциллограф. Необходимы также различные источники питания постоянного тока. Поговорим о них подробнее.

Мультиметр

Мультиметры еще часто называют по старинке тестерами. Покупать нужно обязательно цифровой и не самый дешевый. Главный недостаток дешевых мультиметров – даже не низкая надежность и малое количество функций, а недостаточная точность, которая может быть довольно далека от декларируемых в описании величин. Но разоряться на супердорогой прибор не имеет смысла: высокая цена означает, что в приборе наличествуют не слишком актуальные навороты: связь с компьютером, память или еще что-то в этом роде. Выбирать нужно по количеству функций и диапазонам измерений.

Укажем главные функции, без которых не обойтись (в скобках – желательные диапазоны):

- измерение постоянного напряжения (2 мВ – 600 В);
- измерение постоянного тока (2 мА – 10 А);
- измерение переменного напряжения (1–700 В);
- измерение переменного тока (20 мА – 10 А);
- измерение сопротивления (100 Ом – 10 Мом, функция «прозвонки»).

Разумеется, имеются и мультиметры с автовыбором пределов измерений, что для новичка может быть удобнее, но максимальные допустимые значения придется хранить в голове. Все остальные функции опциональны, но пренебрегать ими не следует (располагаю их по степени практической нужности):

- измерение частоты;
- измерение емкости;
- измерение параметров транзисторов;
- измерение температуры.

Мультиметры работают, как правило, от 9-вольтовой батарейки в типоразмере «Крона». Батарейки хватает надолго, однако у некоторых моделей было замечено, что при снижении напряжения питания ниже допустимого мультиметр не выключается, а начинает врать. Это может стать источником неприятностей и крупных недоразумений, поэтому я советую сразу после покупки разориться на самую дорогую щелочную (alkaline) батарейку фирмы Duracell, Varta или Energizer, гарантированный срок хранения которой составляет 6–7 лет. В последние годы

появились литиевые аналоги «Кроны», которые примерно втрое дороже щелочных, но для этой цели они подойдут еще лучше – у литиевых срок хранения доходит до 10–12 лет. Этот совет, кстати, относится не только к мультиметрам, а вообще к любой технике, которая потребляет немного и большую часть времени хранится в бездействии, – скажем, к пультам управления телевизорами или беспроводным компьютерным мышам.



Рис. 5. Типовой мультиметр с дополнительными функциями измерения параметров транзисторов, емкости и частоты

В комплекте с мультиметром всегда идут щупы, обычно черного и красного цвета. Дополнительно к щупам обязательно необходимо приобрести зажимы-крокодилы, позволяющие подключенные к схеме щупы удерживать без помощи рук.

Подробности

Самым слабым местом всех мультиметров является функция измерения тока. Если вы внимательно читали книгу Р.А. Свореня «Электроника шаг за шагом», то знаете, что у амперметра сопротивление должно быть как можно меньше – он включается в цепь последовательно с нагрузкой и не должен оказывать вли-

яния на потребление схемы (см. также Эксперимент 2 в главе 1). Поэтому при распространенной ошибке – случайном подключении мультиметра в режиме амперметра параллельно нагрузке или источнику питания – через него течет очень большой ток, который может его повредить. Конечно, во всех мультиметрах есть защита от такой перегрузки, но почему-то она в большинстве случаев сводится к наличию банального плавкого предохранителя. Он упрятан глубоко в корпусе, потому сгорает без внешних эффектов, а его проверка занимает много времени. И вы еще долго можете не понимать, почему вдруг в цепи исчез ток.

Потому автор этих строк штатным способом измерения тока пользуется редко. Кроме всего прочего, это неудобно, так как при одновременном измерении тока и напряжения необходимо все время переключать щупы, разрывать и восстанавливать цепи питания, что замедляет процесс измерения и требует от оператора повышенного внимания, отвлекая от основной задачи. Вместо этого лучше всего приобрести комплект мощных резисторов-шунтов с сопротивлениями 10 Ом (для малых токов до 1–10 мА, можно малогабаритный 0,25 Вт), 1 Ом (для токов от 1–10 мА до 100–1000 мА, мощностью не менее 2 Вт) и 0,1 Ом (от 1 А и более, мощность 5–10 Вт). Один из этих резисторов (более подробно о его выборе см. Эксперимент 2 в главе 1) сразу подключается последовательно в необходимое место макета схемы, работа которой при этом не нарушается из-за малости его сопротивления. Измерение тока производится путем измерения падения напряжения на подключенном резисторе с соответствующим выбором предела измерения. Если падение напряжения измеряется в вольтах, то на резисторе 1 Ом значение тока получится сразу в амперах, если в милливольтх – то в миллиамперах. Для других сопротивлений шунта пересчитать полученное значение несложно: достаточно значение падения напряжения поделить или умножить на 10.

Осциллограф

В основной части функций осциллограф вполне заменяет мультиметр и даже существенно совершеннее его, так как позволяет измерять не среднее, а мгновенные параметры сигнала в любой произвольный момент времени. Осциллограф лучше приобретать современный цифровой, а не старинный аналоговый, так как первый во всех отношениях удобнее, а цены их для недорогих моделей давно уже практически сравнялись.

Однако это существенно более дорогая покупка, чем мультиметр, и в большинстве случаев без осциллографа вполне можно обойтись. Ему нет замены только в отладке схем, работающих с сигналами во времени. Измерение частоты с помощью мультиметра эту функцию заменяет в очень ограниченных случаях – помимо ограничений на частоту и амплитуду сигнала, мультиметр не даст, например, представления о соотношении импульсов и пауз (скважности) и будет ошибаться, если форма сигнала сильно отличается от прямоугольной или синусоидальной. Удешевить покупку можно, если приобрести осциллограф-ручку (рис. 6). Она подключается к порту USB и имитирует функции осциллографа на основном экране компьютера или ноутбука.



Рис. 6. Недорогой осциллограф-ручка

В книге вы найдете достаточно материала для того, чтобы попытаться соорудить мультиметр самостоятельно. Совершенно не имеет смысла этим заниматься – результат не оправдает ожиданий и окажется ненамного дешевле фирменного прибора или даже дороже его, а работать будет хуже и ненадежнее. Дело это сложное и трудоемкое, требует хорошего знания теории, а попытка добиться гарантированной точности хотя бы на приличном бытовом уровне (погрешность 1 % и менее), скорее всего, окажется неудачной. Еще больше это относится к осциллографам – например, осциллограф из компьютерной звуковой карты не только весьма трудоемок в изготовлении, но и имеет довольно убогие качества, совершенно не оправдывающие вложенные усилия.

А вот такие разновидности приборов для проведения измерений, как генераторы импульсов и гармонических (синусоидальных) колебаний, наоборот, делать самостоятельно можно и нужно, о чем мы поговорим в соответствующих разделах «Практикума».

Источники питания

В качестве источников питания постоянного тока возможности сетевых адаптеров вполне перекрывают большинство любительских задач. Почти все нужды будут удовлетворены, если запастись тремя типами таких адаптеров: на 5, 9 и 12 В с выходным током 1-2 А. Для некоторых компонентов требуется более низкое напряжение, обычно 3 или 3,3 В, но приобретать такой источник отдельно нецелесообразно: проще установить в схеме отдельный миниатюрный стабилизатор напряжения необходимого типа (подробнее об этом см. главу 11).

Внешний вид таких адаптеров питания всем известен (рис. 7). Кстати, точно такие же по внешнему виду зарядные устройства (кроме самых уж простых и примитивных) от отслуживших свой срок мобильных гаджетов тоже вполне подойдут в качестве источников питания 5 В. Но лучше,

конечно, приобрести адаптеры, специально предназначенные для работы в качестве источников – у зарядников могут быть самые разнообразные разъемы на конце провода, и чаще всего их приходится к схеме просто припаивать.

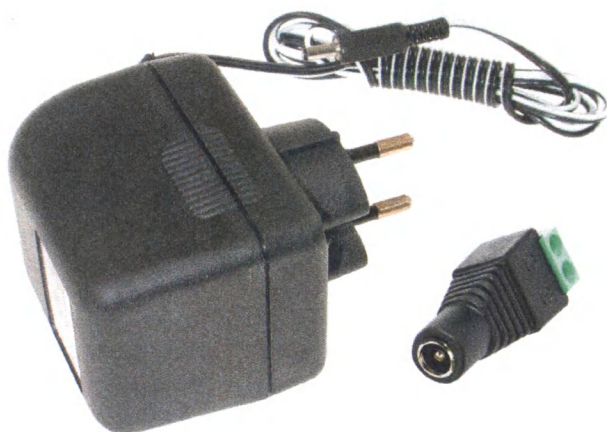


Рис. 7. Сетевой адаптер и ответный разъем к нему

При выборе адаптера важно не промахнуться. Самые простые и дешевые адаптеры – нестабилизированные (они употребляются в случаях, когда стабилизатор заведомо встроен в аппаратуру). Для наших целей такие источники не годятся: реальное напряжение на выходе может быть весьма далеким от указанного на их корпусе. Практически все адаптеры с переключателем выходного напряжения именно такого типа, потому их приобретать не стоит. О том, как сделать для своих нужд источник питания с регулируемым выходом, рассказывается в «Практикуме» к главе 17 книги Р. А. Свореня [1].

Поэтому следует приобретать стабилизированные адаптеры питания с фиксированным напряжением. Они бывают двух типов: обычные (аналоговые) или импульсные. С точки зрения качества питания обычные адаптеры лучше: у них намного меньше шумовая составляющая выхода, что может быть важно для работы аналоговых схем. Но аналоговые стабилизаторы менее экономичные, больше размером (т. е. могут мешать использовать соседние гнезда в розетках) и часто дороже импульсных, особенно достаточно мощные. Потому для повседневных нужд целесообразно приобрести адаптеры именно импульсного типа.

С выходным разъемом также следует быть внимательным. У большинства адаптеров, специально предназначенных для работы в качестве источников питания, провод заканчивается круглым разъемом 5,5×2,5 мм (где 2,5 – номинальный диаметр внутреннего штырька ответной части). Для них следует приобрести ответный разъем-гнездо со-

ответствующего размера, через который питание может подключаться к схеме обычными проводами (он также показан на рис. 7). Для готовой аппаратуры имеются различные ответные части (устанавливаемые на плату или на корпус).

Подробности

Отметим, что у абсолютного большинства адаптеров положительный контакт – центральный штырек. Часто у таких разъемов три вывода: положительный (центральный штырек), отрицательный (внутри вокруг него), а хромированное обрамление соединяется с экраном. Контакта при неполном вхождении двух частей не происходит. Конечно, нередко третий вывод игнорируется, и отрицательный контакт происходит просто через внешнее обрамление. «Засада» здесь заключается в том, что у большей части ответных разъемов центральный штырек имеет диаметр не 2,5, а 2,1 мм. Потому, если разъем на адаптере выполнен некачественно, такой штырек входит слишком свободно, и контакт все время нарушается. Заметим, что есть также типы адаптеров, у которых на центральном выводе минус, а не плюс. Хотя они встречаются гораздо реже, но при приобретении нужно обращать на это внимание.

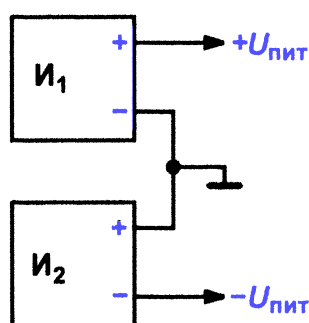


Рис. 8. Соединение двух однополярных источников для получения двухполярного питания

В некоторых случаях вам потребуется двухполярный источник питания, т. е. источник, выдающий относительно общего провода два напряжения, например +5 и –5 В (см. например, Эксперимент 14). Его проще всего заменить на два одинаковых источника, включенных последовательно. При этом общий вывод (минус одного источника, соединенный с плюсом другого) подключается к общему проводу схемы (рис. 8).

Для некоторых задач понадобится источник с переменным напряжением. Для этого лучше всего иметь какой-нибудь старый трансформатор с выходным напряжением в диапазоне до 20 В. Для более высоких напряжений понадобится лабораторный автотрансформатор (ЛАТР), подключаемый к бытовой сети. Переменное напряжение с его выхода можно регулировать в больших пределах (немного даже в сторону

увеличения исходного сетевого). С помощью ЛАТРа удобно проверять пределы работоспособности источников питания, работающих от сети. При работе с ним не забывайте о правилах обращения с напряжением, связанным с бытовой сетью: не лезьте во включенную схему пальцами и металлическими инструментами, не меняйте компоненты при включенном питании, не подключайте щупы измерительных приборов без отключения питания!

Изредка вам может потребоваться мощный источник питания. Например, при обращении с двигателями постоянного тока мощности обычного адаптера с током 1-2 А может не хватить для их раскрутки. Отметим, что во многих случаях, когда величина выходного напряжения источника не имеет решающего значения, в качестве источника удобно применять зарядное устройство для автомобильных аккумуляторов (при условии, что оно не имеет функций автоматического выключения). Такое устройство выдает на выходе довольно стабильное напряжение около 15 В и имеет удобную функцию ограничения выходного тока.

Глава 1

Закон Ома и электрическое сопротивление

Закон Ома – основной закон электроники и электротехники. Ему подчиняются все электрические и электронные схемы, даже самые сложные – аналоговые, цифровые, высокочастотные, импульсные. Потому мы посвятим изучению этого закона отдельную главу.

Основные понятия и расчетные формулы для электрических цепей

Ток

Ток (точнее, его величина) есть количество электрического заряда, протекающее через сечение проводника за единицу времени: $I = Q/t$. Единица тока называется «ампер», и ее размерность в системе СИ – кулоны в секунду. Иными словами, сколько кулон протечет через сечение проводника за секунду, такова и величина тока в амперах.

Напряжение

Величина напряжения есть разность электрических потенциалов между двумя точками пространства. Измеряется она в вольтах, размерность этой единицы измерения – джоуль на кулон, т. е. $U = E/Q$: один вольт есть такая разность потенциалов, при которой перемещение заряда в один кулон требует затраты энергии, равной одному джоулю.

Закон Ома

Проще всего запомнить формулу закона Ома в следующей форме: $U = I \cdot R$. Иными словами, падение напряжения U (вольт) на участке цепи с сопротивлением R (ом) равно произведению этого сопротивления на величину протекающего тока I (ампер). В реальности в наших схемах чаще всего величина напряжения – независимая переменная (мы ее задаем через источник питания или сигнала). Поэтому практически применяемая формула закона Ома выглядит как $I = U/R$. То есть ток в цепи I (ампер)

равен приложенному к этому участку цепи напряжению U (вольт), деленному на сопротивление R (ом).

Величина, обратная сопротивлению, носит специальное название проводимости (электропроводности) σ и измеряется в сименсах ($1 \text{ См} = 1/\text{Ом}$). С ее помощью вторую формулировку закона Ома можно переписать как $I = \sigma \cdot U$, где $\sigma = 1/R$. Величина электрической проводимости в сименсах чаще используется в научных исследованиях и для проводников II рода (например, растворов солей), а в технике обычно фигурирует сопротивление в омах.

Удельное сопротивление

Величина сопротивления проводника зависит в первую очередь от его геометрических размеров и материала, из которого он изготовлен. Сопротивление R увеличивается пропорционально длине L и уменьшается пропорционально площади сечения проводника S : $R = \rho \cdot L/S$. Коэффициент пропорциональности ρ считается постоянным для каждого достаточно чистого с химической точки зрения материала и носит название *удельного электрического сопротивления*. Согласно приведенной формуле *удельное сопротивление ρ есть сопротивление R (Ом) проводника единичной площади S (м^2) и единичной длины L (м).*

Если подставить эти величины в формулу, используя основные единицы системы СИ, вы получите размерность для удельного сопротивления $\text{Ом} \cdot \text{м}^2/\text{м}$ или просто $\text{Ом} \cdot \text{м}$. Практически в таких единицах измерять удельное сопротивление неудобно, так как для металлов величина получается крайне маленькой – представляете сопротивление куба меди с ребром в 1 м?! На практике обычно употребляют единицу в 100 раз больше: $\text{Ом} \cdot \text{см}$ (она часто приводится в справочниках). Для практических расчетов еще удобнее старинная внесистемная единица $\text{Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$, которая равна сопротивлению проводника сечением в 1 мм^2 и длиной 1 м. Для того чтобы выразить официальный $\text{Ом} \cdot \text{м}$ в этих единицах, нужно умножить полученную величину на 10^6 , а для $\text{Ом} \cdot \text{см}$ – на 10^4 .

Важно отметить, что для каждого материала величина удельного сопротивления не является строго постоянной величиной, а зависит еще от ряда параметров – от температуры, от количества примесей и даже от способов изготовления, т. е. от структуры металла.

Мощность в электрической цепи (закон Джоуля–Ленца)

Из закона Ома следует, что при пропускании электрического тока через проводник часть электрической энергии теряется – так сказать, «оседает» на участке цепи в виде падения напряжения. При этом «потерянная» часть, в соответствии с законом сохранения энергии, не исчезает бесследно, а превращается в тепло. Этот факт и зафиксирован в законе Джоуля–Ленца, связывающем тепловую мощность N (ватт), выделяю-

щуюся в электрической сети с протекающим по ней током I (ампер) и падением напряжения U (вольт): $N = U \cdot I$. Как видите, если все измерения производятся в системе СИ, то никаких дополнительных коэффициентов не требуется: один вольт, умноженный на один ампер, равен одному ватту выделяющейся мощности.

Учитывая закон Ома, формулу закона Джоуля–Ленца можно переписать как $N = I^2 \cdot R$ и $N = U^2/R$, где R – сопротивление цепи в омах. Заметьте, что мощность здесь пропорциональна квадрату тока (или напряжения) для одного и того же значения сопротивления, а от изменения сопротивления мощность зависит линейно – это важный факт, который позволит вам избежать многих ошибок при проектировании схем. Объясняется возникновение ошибок просто: при неизменном сопротивлении при изменении одной из величин в произведении $I \cdot U$ одновременно в ту же сторону меняется и вторая, откуда и появляется квадрат. При изменении сопротивления в произведении $I \cdot U$ пропорционально меняется только один из сомножителей – либо ток, либо падение напряжения, отсюда и простая пропорциональность мощности.

Напомним, что мощность по определению есть энергия, выделяющаяся за единицу времени. То есть, если умножить результат расчета по формуле Джоуля–Ленца в ваттах на время действия тока в секундах, получим абсолютное количество затраченной энергии в джоулях. Практически в электрических сетях вместо неудобных для практики джоулей очень часто употребляют внесистемную единицу ватт-час или киловатт-час (подчеркнем, что в этих наименованиях дефис означает знак умножения, а не деления!). 1 Вт-ч равен количеству энергии, выделившейся в цепи с мощностью 1 ватт за один час, т. е. 3600 Дж. Соответственно, 1 кВт-час – величина, еще в 1000 раз большая (3,6 кДж). Для электрохимических источников тока (батареек и аккумуляторов) в качестве меры энергетической емкости употребляют еще одну внесистемную единицу: ампер-час (или миллиампер-час). Чтобы привести ее к знакомым ватт-часам (а через них – к официальным джоулям), величину ампер-часов следует умножить на напряжение батарейки или аккумулятора.

Заметки на полях

Давайте оценим электрические величины, приведя их к знакомым явлениям. Например, ампер – это много или мало? В цепи с напряжением 220 В и током в 1 А будет выделяться ровно 220 Вт мощности. Чтобы нагреть один литр воды на один градус, нужно 4200 Дж (теплоемкость воды равна 4,2 Дж на грамм, считаем, что грамм воды примерно равен миллилитру). То есть источник мощностью 220 Вт будет нагревать литр на один градус примерно 19 с. А для доведения до кипения от комнатной температуры (разница примерно 80°) понадобится $19 \cdot 80 \approx 1500$ с, или 25 мин (эти расчеты еще не учитывают теплотери в окружающую среду).

По этим цифрам вы можете понять, почему электрочайники имеют такую большую мощность – 2 кВт и более, только тогда они способны вскипятить литр-другой воды за приемлемое время. Аналогичные величины мощности, измеряющиеся киловаттами, характерны для электроинструмента, переводящего электрическую энергию в механическую работу. В то же время сложнейшие электронные приборы потребляют энергию, измеряемую ваттами и милливаттами – в тысячи раз меньше. Иными словами, обработка информации в электронном виде требует намного меньше энергии, чем физические действия в реальном мире.

Подбор резисторов

При подборе резисторов в первую очередь руководствуются, конечно, величиной сопротивления. Сопротивления образуют стандартные ряды, отличающиеся в каждой декаде только десятичным множителем (например, 5,1 Ом, 51 Ом, 510 Ом, 5,1 кОм и т. д.). Кроме того, резисторы различаются допуском величины сопротивления в процентах от номинального: 20 %, 10 %, 5 %, 1 % и т. д. Чем уже допуск, тем больше ряд номиналов: среди резисторов с допуском 1 % и менее можно встретить номинальное сопротивление, например 249, 205 или 301 Ом, чего в более грубых рядах не встречается. Подробнее об устройстве стандартных рядов сопротивлений резисторов и емкостей конденсаторов (в том числе, почему величины не ровно 4, 5 или 6, а 3,9, 5,1 и 6,2) можно прочесть в статье «Википедии» «Ряды номиналов радиодеталей».

Отметим еще только, что на практике резисторы с допуском менее 1 % применяются нечасто и встретить в продаже их трудно, но это не значит, что они совсем не нужны. Точно определенное значение сопротивления требуется действительно редко, но гораздо чаще необходимо обеспечить строгое равенство резисторов (см., например, Эксперименты 23 и 24). Обычно чем меньше допуск, тем лучше остальные характеристики, включая такой важный параметр, как температурный коэффициент сопротивления (ТКС), характеризующий уход номинального сопротивления от температуры.

Кроме номинального сопротивления (часто его называют просто номиналом), резистор характеризуется предельно допустимой мощностью рассеяния, которая в первую очередь зависит от геометрических размеров. Этим параметром пренебрегать не следует – неправильно подобранный по мощности резистор просто обуглится и расплавится во время работы, причем может это сделать не сразу, так что вы и не заметите его выхода из строя. Кроме того, с геометрическими размерами связана еще одна характеристика резисторов, о которой часто забывают: предельно допустимое напряжение. Обычные мелкие резисторы мощностью 0,125–0,25 Вт имеют предельно допустимое напряжение, не превышающее 200 В, потому в бытовой сети, где амплитуды

напряжений превышают 300 В, их использовать нельзя. Для применения в бытовой сети необходимы не менее чем полуваттные резисторы – не забывайте об этом!

Эксперимент 1.

Исследование закона Ома в цепи с переменным резистором

Материалы и оборудование:

- мультиметр;
- переменный или подстроечный резистор 1 кОм;
- постоянный резистор 51 Ом;
- источник питания 5 В (сетевой адаптер или лабораторный блок питания).

Просто измерить ток и напряжение в цепи с резистором вы можете самостоятельно и без дополнительных указаний. Напомним только, что мультиметр в режиме вольтметра подключается параллельно измеряемой цепи, а в режиме амперметра – последовательно, в разрыв цепи. А здесь мы сразу проведем эксперимент, который заодно проиллюстрирует две возможные схемы подключения переменного резистора. Схема обычного включения переменного резистора (рис. 1.1а) служит для преобразования напряжения U в ток I , а схема потенциометра (делителя напряжения, рис. 1.1б) – тока I в напряжение U .

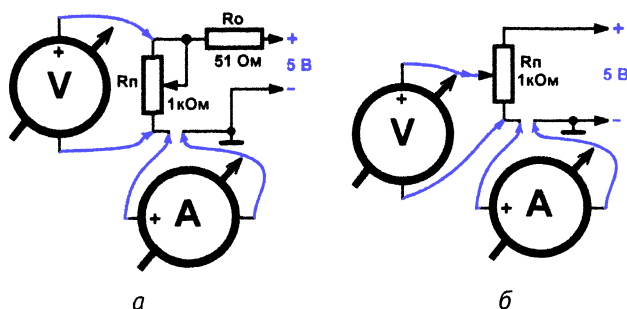


Рис. 1.1. Измерение тока и напряжения в двух вариантах подключения переменного резистора (а, б).

В первой схеме (рис. 1.1а) средний контакт (движок) подключен к одному из двух других выводов переменного резистора R_n . На практике его подключают к такому выводу, чтобы при вращении движка вправо нужная величина увеличивалась. В данном случае эта величина – ток в цепи, она будет увеличиваться при уменьшении сопротивления. Соберите схему, подключите к ней амперметр, как показано на рисун-

ке, и убедитесь, что при верхнем по схеме положении движка ток минимален и равен примерно 5 мА (примерно, а не точно потому, что и резистор, и источник тока имеют свои погрешности, добавляет свою лепту и наличие резистора R_o , о котором далее). Эта величина равна напряжению источника питания 5 В, деленному в соответствии с законом Ома на полную величину сопротивления резистора (1 кОм).

По мере того как вы будете вращать движок переменника R_p , ток будет увеличиваться, так как все меньшая часть резистора будет участвовать в цепи. В пределе ток должен стать очень большим – в нижнем положении движка переменный резистор в прохождении тока вообще не участвует (перемкнут накоротко). Чтобы при этом не случилось никаких неприятностей ни с резистором (при большом токе контакт движка может стореть), ни с источником питания (неизвестно, как он реагирует на превышение допустимого тока нагрузки), служит постоянный ограничительный резистор R_o . Его номинал (т. е. величина сопротивления), равный 51 Ом, достаточно мал, чтобы не вносить существенную погрешность при малых токах, но ограничивает ток на уровне 100 мА, что безопасно для остальных элементов схемы. Отметим, что наличие ограничительного резистора в такой схеме подключения переменника – обязательное условие, за исключением случаев, когда ток ограничен на безопасном уровне какими-то другими факторами.

Обратим внимание на наличие второго измерительного прибора в схеме: вольтметра, измеряющего напряжение на переменном резисторе. Если вы при различных положениях движка переменного резистора будете контролировать это напряжение, то убедитесь, что сначала оно почти не меняется. Заметное изменение напряжения начнет происходить только при относительно больших токах – при положении движка, близком к нижнему пределу. Тогда все большая часть напряжения будет приходиться на ограничительный резистор в совокупности с внутренним сопротивлением источника питания, и в пределе, при полностью выведенном в нижнее положение движке, падение напряжения на переменном резисторе станет равным нулю.

Второй вариант включения переменного резистора в цепь (рис. 1.1б) существенно отличается по своим свойствам от первого. Для начала ограничительный резистор тут не нужен, так как ни при каком положении движка переменник не замыкается накоротко, и опасного увеличения тока здесь произойти не может. Переменный резистор все время включен в источник питания целиком, и ток через него будет составлять 5 мА в полном соответствии с законом Ома. При вращении движка переменника будет меняться только напряжение на его выводе, что и покажет вольтметр – в верхнем положении напряжение будет равно напряжению источника 5 В, а в нижнем равно нулю. Между крайними положениями напряжение будет меняться по мере перемещения

движка. Такая схема носит название схемы потенциометра (поэтому сам переменный резистор часто называют потенциометром).

Искажения в эту красивую картину внесет подключение к движку потенциометра какой-либо существенной нагрузки. Рассчитать такую схему гораздо сложнее, и мы подробнее рассмотрим этот вопрос при проведении Эксперимента 4.

Задания

1. Соберите схему, как показано на рис. 1.1а. Прodelайте операции, изложенные в тексте.
2. Соберите схему, как показано на рис. 1.1б. Оцените изменение напряжения при вращении движка потенциометра. Попробуйте подключить какую-либо нагрузку между движком и минусом питания (например, резистор сопротивлением 10 кОм) и убедитесь, что выходное напряжение снижается, но только при положениях движка, отличных от верхнего.

Эксперимент 2. Измерение тока с помощью вольтметра

Материалы и оборудование:

- мультиметр;
- резисторы для нагрузки: 10 Ом (15 Вт), 100 Ом (1 Вт), 1 кОм, 10 кОм;
- комплект измерительных резисторов: 0,1 Ом (5 Вт), 1 Ом (1-2 Вт), 10 Ом;
- источники питания 5 и 12 В (сетевые адаптеры или лабораторный блок питания с током до 1-2 А).

Кратко на этой теме мы уже останавливались, рассматривая мультиметр в главе «Инструменты, материалы, технологии и оборудование». Сейчас мы рассмотрим ее подробнее. Сразу скажем, что обратная задача (т. е. измерение напряжения с помощью амперметра) в повседневной практике возникает крайне редко. Это была стандартная проблема при проектировании старинных стрелочных вольтметров: аналоговые электромеханические измерительные головки всегда рассчитаны именно на измерение тока, главный параметр у них так и называется – ток полного отклонения. Но сейчас при необходимости получить аналоговую шкалу проще нарисовать ее на дисплее или применить специальный шкальный индикатор, на который информация все равно подается в цифровом виде. Поэтому с исчезновением электромеханических стрелочных приборов из повседневной практики и задача преобразования напряжения в ток при проведении измерений почти перестала возникать.

А вот задача преобразования тока в напряжение, как мы уже говорили (см. «Заметки на полях» в разделе «Мультиметр» вводной главы

«Инструменты, материалы, технологии и оборудование»), возникает часто: гораздо удобнее измерять параметры готовой работающей схемы, не пересобирая ее каждый раз при необходимости подключения амперметра в разрыв питания. Кроме того, нередко возникает задача следить за током и напряжением в разных частях схемы в определенные моменты времени – не покупать же два мультиметра только для этой задачи? Удобнее просто перенести щупы из одного места схемы в другое, не переключая их в другие гнезда и не меняя пределы измерений.

Для этого необходимо заранее установить в нужных местах датчики тока, простейшим из которых служит обычный резистор. Есть, конечно, более точные и тонкие методы, с частью которых вы познакомитесь далее, но для повседневных нужд обычного резистора достаточно. Такой резистор вместе с измерителем напряжения на нем – вольтметром – превращается в измеритель тока – амперметр. На профессиональном жаргоне резистор, специально предназначенный для измерения тока, называют шунтом. Шунты обязательно имеются в любом мультиметре – вы их можете рассмотреть, если снимете нижнюю крышку.

Мы знаем, что амперметр не должен вносить погрешностей в измеряемую цепь, для чего его сопротивление должно быть мало, т. е. измерительный резистор должен иметь небольшой номинал. Как оценить необходимую величину его сопротивления?

Давайте считать по закону Ома. Обычные значения напряжения, с которыми мы сталкиваемся в наших схемах, – единицы и доли вольта, значения тока – единицы миллиампер. То есть чтобы не вносить существенную погрешность, падение напряжения на измерительном резисторе не должно превышать 0,1 В при токах до 10 мА (0,01 А). По закону Ома $R = U/I$ получаем, что это соответствует сопротивлению $0,1/0,01 = 10$ Ом. Проверим на всякий случай по закону Джоуля–Ленца, какова должна быть мощность такого резистора, чтобы он не сторел: $W = U \cdot I = 0,1 \cdot 0,01 = 0,001$ Вт, или 1 мВт. Иными словами, для таких целей годится абсолютно любой резистор с номинальным сопротивлением 10 Ом.

Таким образом, для измерения тока с помощью измерительного резистора 10 Ом нужно установить предел измерения в милливольты и затем разделить полученный результат на 10 – получим ток в миллиамперах. Каков может быть минимальный измеряемый ток при таком измерительном резисторе? Это определяется возможностями мультиметра. При токе в 1 мкА на сопротивлении 10 Ом будет падать 10 мкВ, но обычный мультиметр измерить такое малое напряжение не сможет. Обычный нижний предел мультиметра составляет единицы милливольт, что для нашего резистора 10 Ом будет соответствовать токам в доли миллиампера. Для измерения токов меньшей величины следует увеличить номинал измерительного резистора. Резистор 100 Ом позволит измерять

токи в десятки микроампер, 1 кОм – единицы и доли микроампера. Но не забывайте, что при повышении тока на таких резисторах может недопустимо повыситься падение напряжения (например, для сопротивления 1 кОм ток всего в 1 мА дает целый вольт падения!), потому для низких значений тока номинал резистора следует выбирать очень тщательно.

Наоборот, при повышении измеряемого тока сопротивление измерительного резистора следует снижать. Ток в 0,1 А (100 мА) даст падение напряжения в 0,1 В на сопротивлении 1 Ом. То есть с помощью резистора 1 Ом удобно измерять токи в десятки и сотни миллиампер (доли ампера). К тому же делить результат не нужно: падение напряжения, выраженное в милливольтгах, здесь равно току в миллиамперах, выраженное в целых вольтах – току в амперах. Но не забываем про закон Джоуля–Ленца (ведь количество выделяемого тепла растет пропорционально квадрату тока!); при токе в 1 А на резисторе 1 Ом будет выделяться целый ватт тепловой мощности. Малогабаритный резистор (они имеют максимальную рассеиваемую мощность 0,25 Вт) при таком токе просто сгорит, потому тут следует выбирать резистор с запасом – мощностью 2 Вт, не менее.

Наконец, для токов в единицы ампер и более нужен резистор с еще меньшим номиналом — 0,1 Ом, причем мощностью не менее 5–10 Вт (обычно такие мощные резисторы выпускаются в керамическом корпусе или представляют собой просто проволоку из сплава с высоким сопротивлением). Падение напряжения на нем в вольтах нужно умножать на 10, чтобы получить ток в амперах.

Заметки на полях

Кстати, а какова может быть реально допустимая погрешность, вносимая измерительным резистором? Мы ее задали на уровне 0,1 В, но, возможно, в отдельных случаях она может быть и больше? Действительно, для цифровых схем с питанием до 5 В отклонение в 0,1 В не окажет влияния на работу схемы. Но для аналоговых схем в некоторых практических случаях это может быть критично, поэтому мы и указываем размытые верхние границы измерений для разных вариантов номинального сопротивления измерительного резистора.

Отметим, что все то же самое справедливо для измерений действующего значения переменного тока. Единственное, что с помощью обычного мультиметра вряд ли удастся померить переменный ток на уровне единиц и долей миллиампера (так как нижний предел измерений переменного напряжения достаточно велик и составляет обычно вольты). Но с переменным током таких задач обычно и не встает, а если подобное потребуется, то обычный мультиметр тут не поможет.

Давайте теперь проверим наши рассуждения в эксперименте. Не будем ломать готовые электронные приборы, а построим простенькую искусственную схему потребления тока, в которой мы можем его регулировать в достаточно широких пределах (рис. 1.2).

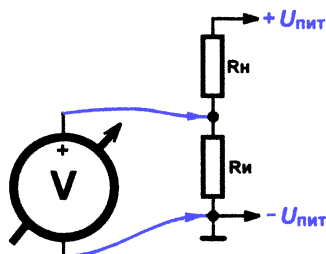


Рис. 1.2. Эксперимент по проверке измерения тока с помощью вольтметра

На схеме намеренно не указаны номиналы нагрузочного резистора R_n и измерительного резистора $R_{из}$, а также напряжение источника питания. Различные варианты этих параметров указаны в списке материалов и оборудования в начале раздела. Разумеется, указанные варианты нагрузочного резистора не единственные, можно использовать и другие номиналы. Подключая в качестве нагрузки различные варианты резисторов и меняя напряжение источника, вы меняете ток в цепи и должны добиться его измерения в соответствии с описанием выше.

В табл. 1.1 указаны ориентировочные значения тока в цепи при различных значениях нагрузки и питающего напряжения. В реальности они могут немного меняться, так как резисторы неточные, напряжение источника может падать под нагрузкой, измерительный резистор вносит свою небольшую погрешность и т. д. Кроме этого, в таблице указана примерная необходимая мощность нагрузочного резистора.

Таблица 1.1. Значения тока в цепи (рис. 1.2) в зависимости от сопротивления нагрузки R_n и напряжения питания $U_{пит}$

Сопротивление нагрузки, R_n	Напряжение питания, $U_{пит}$	Ток через нагрузку, I_n	Минимальная мощность резистора нагрузки, Вт
10 Ом	5 В	0,5 А	3 Вт
	12 В	1,2 А	15 Вт
100 Ом	5 В	50 мА	0,5 Вт
	12 В	120 мА	2 Вт
1 кОм	5 В	5 мА	0,25 Вт
	12 В	12 мА	0,25 Вт
10 кОм	5 В	0,5 мА	0,25 Вт
	12 В	1,2 мА	0,25 Вт

Задание

1. Проверьте работоспособность метода, следуя рекомендациям, приведенным в тексте, и сравнивая полученные результаты с табл. 1.1.

Эксперимент 3. Подключение светодиода и расчет гасящего резистора

Материалы и оборудование:

- мультиметр;
- резисторы (0,25 Вт): 220 Ом, 510 Ом, 1 кОм, 2 кОм, 3 кОм, 33 кОм;
- светодиоды круглые 5 или 3 мм: красный, зеленый, синий, белый ультраяркий, синий ультраяркий;
- источники питания 5 и 12 В (сетевые адаптеры или лабораторный блок питания);
- источник питания переменного тока в диапазоне 5–20 В (сетевой адаптер с переменным напряжением на выходе или трансформатор).

Схема подключения светодиода, несомненно, известна каждому школьнику. Но в интернете постоянно попадают малограмотные публикации, авторы которых путаются в токах и напряжениях. Поэтому мы все-таки ее повторим (рис. 1.3а), обозначив заодно основные параметры – падение напряжения на светодиоде $U_{сд}$ и ток через светодиод $I_{сд}$.

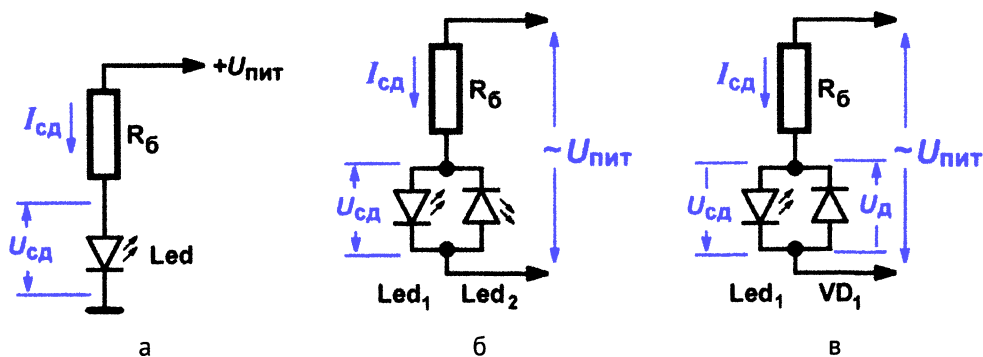


Рис. 1.3. Подключение светодиода к источнику питания

Заметки на полях

Вопросы вроде «как узнать, на какое напряжение рассчитан светодиод?» с пугающей регулярностью появляются на форумах. Самое интересное, что «знатоки» столь же часто на них отвечают с самым компетентным видом. Следует твердо усвоить, что такая формулировка не имеет смысла, как не имеет смысла,

например, вопрос о температуре космического пространства (так как там нет атмосферы, то и понятие температуры к открытому космосу неприменимо). Светодиод питается током, а не напряжением, в отличие от лампочки накаливания его нельзя напрямую подключать к источнику питания. Вместо рабочего напряжения у светодиода есть рабочий ток $I_{\text{сд}}$, который и следует устанавливать, для чего служит балластный (токозадающий, токоограничивающий) резистор R_6 (см. рис. 1.3а). Напряжение на светодиоде ($U_{\text{сд}}$) устанавливается автоматически, мы им не управляем, эта величина – справочное значение. Она служит для того, чтобы определить напряжение источника, ниже которого светодиод может вообще не засветиться – по крайней мере, при максимальной яркости. Подключать светодиод к батарейке или другому источнику напряжения без балластного резистора (или заменяющей его схемы источника тока, как в светодиодных светильниках, см. главу 11) бесполезно и опасно: либо он не засветится с нужной яркостью, либо сгорит.

Светодиод, как разновидность диода, может питаться только постоянным током определенного направления. Попытка подключить одиночный светодиод к сети переменного тока без дополнительных ухищрений даже с правильно подобранным балластным резистором, скорее всего, приведет к его выходу из строя за счет пробоя обратным напряжением. Допустимое обратное напряжение обычных светодиодов не превышает единиц вольт. Но для избавления от опасного обратного напряжения необязательно ставить целый выпрямительный мост. На рис. 1.3б и 1.3в показаны два простых варианта питания светодиода переменным током. В варианте рис. 1.3б два светодиода включены встречно-параллельно, в каждом из полупериодов питающего напряжения светится один из них, а обратное напряжение на втором не превысит прямого напряжения на первом. Светодиоды Led_1 и Led_2 могут быть разного цвета – если, например, это зеленый и красный, то при 50-герцевом питании цвета сольются, и вся конструкция будет светиться желтым. Во втором случае (рис. 1.3в) вместо второго светодиода ставится обычный диод VD_1 , прямое напряжение которого еще меньше, чем у светодиодов.

Питающее напряжение в обоих вариантах может быть любым – хоть 220 В от бытовой сети, лишь бы сопротивление балластного резистора R_6 было рассчитано правильно. Вместо балластного резистора в цепи переменного тока можно использовать «гасящий» конденсатор (см. «Подробности» в Эксперименте 10). Параметры дополнительного диода VD_1 также могут быть абсолютно любыми, так как ток через него составляет миллиамперы, а обратное напряжение не превышает падения напряжения на светодиоде (см. табл. 1.2 далее). Единственное требование к нему – по возможности минимальный ток утечки в обратном направлении.

Балластный резистор (R_6 на рис. 1.3а–в) служит для преобразования напряжения источника в ток, питающий светодиод. Номинал резистора можно рассчитать по формуле: $R_6 = (U_{\text{пит}} - U_{\text{сд}}) / I_{\text{сд}}$. Током $I_{\text{сд}}$ мы зада-

емся из соображений, о которых далее, а сейчас обратим внимание на параметр $U_{\text{сд}}$ – напряжение на светодиоде.

Это напряжение устанавливается автоматически в зависимости от тока через светодиод (с довольно сложной экспоненциальной зависимостью), а также зависит от цвета и яркости свечения (обычный или ультраяркий). Значение $U_{\text{сд}}$ можно найти в справочных данных на каждый тип светодиода в отдельности, но при изучении этих данных вы быстро выясните, что для каждой разновидности напряжение примерно одинаковое. При этом следует учесть, что в справочной документации приведено максимальное значение напряжения (при максимально допустимом токе), в реальных рабочих режимах эти значения заметно меньше. Обобщенные данные для разных типов светодиодов приведены в табл. 1.2.

Таблица 1.2. Примерное значение прямого падения напряжения $U_{\text{сд}}$ для светодиодов различного цвета

Цвет свечения	Пределы напряжения при максимальном токе (по документации), В	Напряжение в рабочем режиме, В
Красный	1,9–2,2	1,7–2,0
Желтый	1,9–2,5	1,7–2,0
Зеленый	2,5–3,0	1,8–2,0
Голубой (синий)	2,5–3,0	2,0–2,2
Синий (ультраяркий)	3,0–4,0	2,5–3,0
Белый (ультраяркий)	3,0–4,0	2,5–3,0

Как мы видим из таблицы, для большинства светодиодов при обычном режиме эксплуатации смело можно принимать падение напряжения в следующих границах: для светодиодов обычной яркости примерно 2 В, для ультраярких – примерно 3 В. При изучении документации вы найдете массу исключений из этого правила, но все они будут отклоняться от приведенных величин не более чем на доли вольта, что имеет мало значения с точки зрения результирующей яркости, особенно при повышенном напряжении питания. Эти доли вольта придется «ловить» при питаниях схемы 3,3 В и менее, и не исключено, что ряд типов светодиодов при таком напряжении просто не заработает, но на все случаи жизни общих рекомендаций дать невозможно.

Теперь о рабочем токе. Этот параметр следует проверить экспериментально: проверьте каждый из отобранных типов светодиодов с каждым номиналом балластного резистора (см. списки в разделе «Материалы и оборудование»). Сделайте это для двух напряжений питания 5 и 12 В,

за одним исключением: не включайте светодиоды (особенно 3 мм диаметром) с балластным резистором 220 Ом в источник 12 В (вы превысите допустимое значение тока, равное для круглых светодиодов 30–40 мА, и светодиод может выйти из строя). Все остальные варианты проверьте на практике, отмечая яркость свечения, и вы наглядно убедитесь в справедливости следующих положений:

- для любого типа светодиода необходимым и достаточным является рабочий ток 3–7 мА (резистор в диапазоне 510 Ом – 1 кОм для питания 5 В или 2–3 кОм для питания 12 В);
- ультраяркие типы светодиодов могут работать в качестве обычных сигнальных при пониженном потреблении тока: для питания 5 В вполне годится балластный резистор 33 кОм, что соответствует току около 100 мкА.

Обычные сигнальные светодиоды излучают с силой света не более десятков милликандел (мкд). Ультраяркими (или суперъяркими – название зависит от производителя) светодиоды считаются при интенсивности излучаемого света в сотни-тысячи милликандел и более. Не следует поддаваться всеобщей моде на использование ультраярких светодиодов в качестве сигнальных – как уже давно отмечают многие разработчики и пользователи, в бытовой аппаратуре ультраяркие светодиоды только раздражают своим неумеренным сиянием, особенно в темноте. Зато, как следует из проверенных нами положений, вполне возможно использование ультраярких светодиодов при пониженном потреблении в автономных устройствах с батарейным питанием.

Задания

1. Оцените яркость свечения разных типов светодиодов при различных сопротивлениях токоограничивающего резистора. Подберите оптимальные, на ваш взгляд, значения резисторов для каждой из разновидностей светодиодов при питании 5 В. Обратите особое внимание на ультраяркие разновидности – при каких значениях сопротивления они будут светиться оптимальным образом для использования в качестве сигнальных.
2. Включите два разноцветных светодиода встречно-параллельно. Сопротивление резистора R_6 подберите из расчета среднего прямого тока 5–10 мА (см. формулу в тексте) при имеющемся источнике переменного напряжения. Подключите светодиоды к источнику и оцените цвет результирующего свечения при сочетании светодиодов разных цветов. Эффект изменения цвета будет особенно нагляден при использовании двухцветных светодиодов с двумя выводами – они как раз представляют собой два близко расположенных светодиода в одном корпусе, включенные встречно-параллельно.

Внимание! Если в качестве источника переменного напряжения использован ЛАТР, не забывайте о правилах при работе с сетевым напряжением! Не лезьте во включенную схему пальцами и металлическими инструментами, не меняйте компоненты при включенном питании, не подключайте щупы измерительных приборов без отключения питания!

Эксперимент 4. Последовательное и параллельное соединение резисторов

Материалы и оборудование:

- мультиметр;
- переменный или подстроечный резистор 1 кОм;
- постоянный резистор 1 кОм;
- источник питания 5 В (сетевой адаптер или лабораторный блок питания).

При *последовательном соединении* резисторов (рис. 1.4а) ток I в цепи одинаков для обоих резисторов R_1 и R_2 , а падения напряжения на каждом из них (U_1 и U_2) в сумме равны суммарному напряжению U_c . При *параллельном соединении* (рис. 1.4б), наоборот, напряжение U общее для обоих резисторов, а токи через каждый из них (I_1 и I_2) равны суммарному току I_c . Из закона Ома легко таким образом вывести, что при последовательном соединении сопротивления резисторов складываются (суммарное сопротивление больше большего из них), а при параллельном складываются обратные величины – проводимости (результатирующее сопротивление меньше меньшего из них).

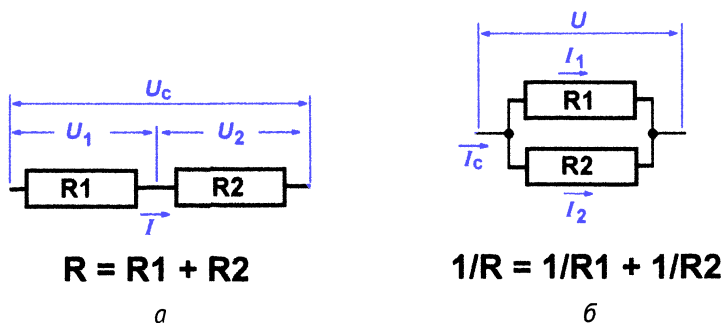


Рис. 1.4. Последовательное (а) и параллельное (б) соединение резисторов

В теоретической электротехнике для анализа сложных цепей с резисторами обычно ссылаются на так называемые законы Кирхгофа, но

на практике их применяют редко: любую цепь с резисторами всегда можно привести к простейшему виду рис. 1.4а или б, последовательно объединяя резисторы попарно и вычисляя их суммарное сопротивление. Для изучения этого приема вернемся к включению переменного резистора по схеме потенциометра (рис. 1.1б), но усложним ее, подключив к движку переменника отдельный нагрузочный резистор R_n . Для простоты предположим, что оба резистора в схеме имеют одинаковое номинальное сопротивление 1 кОм (рис. 1.5).

Амперметр на схеме не показан, чтобы не загромождать рисунок: здесь фигурируют три разных тока, которые надо измерять независимо – суммарный ток от источника питания I_c , ток через переменный резистор I_n и ток через нагрузку I_n . Места, куда следует подключать амперметр для их измерения, обозначены синими точками. Кстати, характерный пример удобства использования приема, обсужденного в Эксперименте 2, – подключите в эти точки заранее по резистору 10 Ом и измеряйте ток с их помощью вместо того, чтобы каждый раз разрывать цепь в нужном месте.

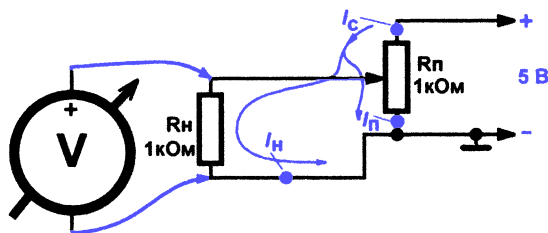


Рис. 1.5. Подключение нагрузки к потенциометру

В общем случае часть общего тока I_c пойдет через R_n (I_n на рис. 1.5), часть – по-прежнему через переменный резистор (I_n). При этом в верхнем положении движка ничего не изменится – на переменном резисторе и на нагрузке напряжение равно напряжению питания, только источник будет отдавать вдвое больший ток $I_c = I_n + I_n = 5 + 5 = 10$ мА. Останется равным нулю напряжение в крайнем нижнем положении движка (нагрузочный резистор R_n будет замкнут накоротко, ток через него равен нулю, общий ток равен току через переменник, т. е. 5 мА). А вот в промежуточных положениях движка нагрузочный резистор R_n окажется подключенным параллельно части переменного резистора R_n , и картина изменения напряжения на нем и общего тока в схеме окажется существенно искаженной. Как рассчитать токи и напряжения в такой схеме? Это не такая уж простая задача, как кажется.

Установите движок потенциометра как можно более точно в среднее положение и измерьте все три тока, а также напряжение на нагрузке U_n . Это напряжение окажется равным примерно 2 В, ток через наг-

зочный резистор I_{Π} около 2 мА, ток через переменный резистор I_{Π} около 4 мА, суммарный ток от источника около 6 мА. Почему такие значения?

Рассмотрим схему по частям. Нагрузка R_{Π} подключена параллельно нижней половине потенциометра. Согласно правилу параллельного соединения суммарное сопротивление этого узла схемы R можно подсчитать из выражения $1/R = 1/0,5R_{\Pi} + 1/R_{\Pi}$. R_{Π} и R_{Π} равны каждый по 1 кОм, откуда $1/R = 2 + 1 = 3$, R получается равным 0,333 кОм. К оставшейся (верхней) части переменного резистора, равной 0,5 кОм, этот узел подключен последовательно, т. е. они образуют общее сопротивление нагрузки на источник питания, равное 0,5 кОм + 0,333 кОм = 0,833 кОм. Соответственно, суммарный ток от источника I_{Σ} окажется по закону Ома равным $5 \text{ В} / 0,833 \text{ кОм} = 6 \text{ мА}$.

Рассмотренный узел из параллельно соединенных половинки R_{Π} и нагрузки образуют делитель напряжения в соотношении 0,5:0,333. Напряжение на движке (напряжение на нагрузке), которое покажет вольтметр, равно напряжению питания 5 В, деленному в этом соотношении, т. е. составляет 2 В. Его можно подсчитать и иначе: согласно закону Ома падение напряжения на резисторе 0,333 кОм, через который течет ток 6 мА, составит $0,333 \cdot 6 = 2 \text{ В}$. Получается, что ток через резистор нагрузки R_{Π} с сопротивлением 1 кОм будет равен $I_{\Pi} = 2 \text{ В} / 1 \text{ кОм} = 2 \text{ мА}$, а ток через подсоединенную к нему половинку переменника 0,5 кОм равен $I_{\Pi} = 2 \text{ В} / 0,5 \text{ кОм} = 4 \text{ мА}$. Проверяем: $I_{\Sigma} = I_{\Pi} + I_{\Pi} = 4 + 2 = 6 \text{ мА}$. Все правильно.

Аналогичным образом можно рассчитать токи и напряжения при любом положении движка переменного резистора – единственное, что при этом надо точно знать сопротивление участка от движка до одного из крайних выводов. Если заменить переменный резистор на делитель напряжения из двух постоянных резисторов с известными номиналами, то задача, конечно, упрощается. В такой схеме можно все рассчитать теоретически, не прибегая к измерительным приборам.

Заметьте, что если бы нагрузка отсутствовала, то напряжение на движке потенциометра в среднем положении движка было бы точно равно половине питания, т. е. 2,5 В. Наличие нагрузки «подсаживает» выходное напряжение такого простого (резистивного) делителя. Это «подсаживание» будет тем меньше, чем ниже сопротивление потенциометра в сравнении с сопротивлением нагрузки. В пределе потенциометр превращается в источник напряжения с нулевым выходным сопротивлением, как и любой обычный источник питания (см. главу 12; 5 в книге Р. А. Свореня [1]).

Задание

1. Соберите схему подключения нагрузки к потенциометру (рис. 1.5) и проверьте расчеты, приведенные в тексте.

Эксперимент 5.

Удельное электрическое сопротивление различных материалов

Материалы и оборудование:

- провод или проволока из стали, меди, алюминия, припоя ПОС-61, нихрома (диаметр в пределах 0,1–1 мм, длина примерно 1–3 м);
- мультиметр;
- резистор сопротивлением 10 Ом и мощностью 5–10 Вт;
- измерительный резистор сопротивлением 0,1 Ом и мощностью 1–2 Вт;
- источник питания 5 В (сетевой адаптер или лабораторный блок питания).

Цель этого эксперимента – наглядно представить разницу в сопротивлении проводников из различных материалов и заодно научиться измерять малые значения сопротивления. Оцените: сопротивлением в 1 Ом обладает медный провод сечением 1 мм² длиной почти 60 м (см. табл. 1.3 далее). Так как бытовые мультиметры не могут измерять сопротивление в доли ома с приемлемой точностью, то при непосредственном измерении для более-менее точной оценки сопротивления придется отмерять сотни метров такого провода. Ясно, что это неудобно и во многих случаях невозможно. Потому придется измерять сопротивление косвенным методом, вычисляя его из значений тока и падения напряжения на измеряемом образце.

Существуют весьма точные и тонкие методы таких измерений, доведенные до совершенства еще в доэлектронную эпоху (например, различные мостовые методы, см. раздел «Источники тока и их применение» в главе 11). Но мы не будем усложнять – нам здесь особой точности не требуется. Мы пренебрежем ошибками за счет сопротивления подводящих проводов и за счет нагревания материала в процессе пропускания тока через него. Чтобы нагрев этот был не слишком сильным, а источник питания не перегружался, мы ограничим ток через образец с помощью отдельного резистора 10 Ом. К этому резистору измеряемый образец будет подключаться последовательно. Таким образом, ток от источника питания никогда не сможет превысить $5 \text{ В} / 10 \text{ Ом} = 0,5 \text{ А}$.

Формально схема измерений аналогична показанной на рис. 1.2, где вместо измерительного резистора $R_{\text{и}}$ подставляем образец, а вместо $R_{\text{н}}$ – резистор 10 Ом. Однако измерять ток в цепи с помощью приема, показанного в Эксперименте 2, в этом случае даже лучше, чем напрямую, т. е. измерительный резистор лучше оставить, а образец подключать между $R_{\text{и}}$ и $R_{\text{н}}$. Сопротивление измерительного резистора из условия внесения

минимальной погрешности должно быть много меньше, чем 10 Ом, так что подойдет $R_{\text{и}} = 0,1$ Ом (на всякий случай мощностью 1-2 Вт, реально в этом эксперименте можно и меньшей мощности). Амперметр всегда имеет свое собственное сопротивление, и в данном случае оно может быть сравнимо с сопротивлением образцов, что приведет к недопустимой погрешности при его отключении для измерения напряжения на образце и подключении для измерения тока. Двух мультиметров для постоянного подключения амперметра у нас нет, так что мы заменим его на подключение измерительного резистора. Тогда ток в процессе измерений измениться не сможет, и погрешность не возникает.

Измерения проводятся следующим образом: отмеряем образец некоторой длины (для меди и алюминия не менее нескольких метров; для стали, припоя и никрома можно поменьше) и подключаем его к резистору 10 Ом и источнику питания. Измерив ток в цепи и падение напряжения на образце, рассчитываем его сопротивление по закону Ома. Например, если образец представляет алюминиевый провод сечением $1,5 \text{ мм}^2$ и длиной 3 м, ток через измерительную цепь получается равным 0,489 А, а падение напряжения на образце 28,5 мВ. Расчетное сопротивление образца, таким образом, составит $0,0285 \text{ В} / 0,489 \text{ А} = 0,0583 \text{ Ом}$, а удельное сопротивление $0,028 \text{ Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$, что очень точно совпадает с данными табл. 1.3.

Вряд ли вы сможете найти образцы проволоки одинакового диаметра для всех указанных материалов. Чтобы результаты можно было сравнивать, их придется пересчитать в соответствии с формулой удельного электрического сопротивления $R = \rho \cdot L/S$. Здесь вы в полной мере можете оценить удобство внесистемной единицы измерения $\text{Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$ – поделенная на сечение проводника (πr^2 , где r – радиус проволоки), она даст сопротивление одного метра длины. Еще более наглядным будет обратная величина, представляющая длину проводника сечением 1 мм^2 , сопротивление которого равно 1 Ом. Для сравнения результатов с теоретическими воспользуйтесь табл. 1.3, где приведены расчетные значения для указанных материалов. К ним для сравнения добавлено серебро – как вы можете видеть, самый лучший проводник электричества совсем незначительно отличается от меди (хотя в некоторых случаях эти единицы процентов отличия могут играть решающую роль).

Таблица 1.3. Удельное электрическое сопротивление некоторых электротехнических материалов и длины проводников сопротивлением 1 Ом при сечении 1 мм^2

Материал	Удельное сопротивление, $\text{Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$	Длина проводника сопротивлением 1 Ом при сечении 1 мм^2 , м
Серебро	0,016	66
Медь	0,017	58,5

Окончание табл. 1.3

Материал	Удельное сопротивление, Ом·мм ² /м	Длина проводника сопротивлением 1 Ом при сечении 1 мм ² , м
Алюминий	0,028	35,7
Сталь	0,098	10,2
Припой ПОС-61	0,139	7,2
Нихром	1,1	0,91

Подробности

Удельное сопротивление металлов сильно зависит от температуры – на каждый градус ее изменения удельное сопротивление увеличивается примерно на 0,4–0,5 %. Этим объясняется факт, что лампочки накаливания всегда перегорают при включении. В первый момент нить холодная, ее сопротивление мало, ток очень велик. Нить быстро раскаливается, отчего ее сопротивление возрастает в 10–15 раз, и ток снижается. Однако по мере старения на нити образуются участки меньшего сечения за счет испарения раскаленного металла. Утонченные участки имеют большее сопротивление, чем остальная нить, в начальный момент все напряжение приходится на них, поэтому и мощность, выделяющаяся на таком участке, непропорционально велика. Возникает локальный перегрев, и уже уменьшившийся в сечении участок утончается еще быстрее. В конце концов дело доходит до того, что в первый момент после включения мощность на таком участке успевает нагреть утончившуюся до предела проволочку выше температуры плавления вольфрама, и нить перегорает.

Задания

1. Соберите измерительную цепочку из последовательно включенных резистора 10 Ом и измерительного резистора 0,1 Ом. Подключите резистор 10 Ом к положительному выводу источника питания и соедините измерительный резистор с отрицательным выводом источника через отрезок проволоки из исследуемого материала заранее измеренной длины. Определите сопротивление образца, рассчитайте длину проводника с сопротивлением 1 м и по формуле, приведенной в начале главы, рассчитайте удельное сопротивление. Сравните с данными табл. 1.3. Прodelайте это для всех образцов материалов.
2. Найдите в кладовке старую лампочку накаливания и измерьте мультиметром ее сопротивление в холодном состоянии. Из приведенных на колбе лампочки данных рассчитайте ее сопротивление при горении и сравните, насколько возрастает сопротивление нити при включении. Исходя из того, что температура горячей нити накала составляет примерно 2500 °С, рассчитайте температурный

коэффициент сопротивления вольфрама. Проверьте, насколько полученная величина совпадает со справочными данными (таблицу температурного коэффициента металлов легко разыскать в интернете).

Пример расчета для лампочки 220 В, 100 Вт: ток через такую нагрузку составляет $100 \text{ Вт} / 220 \text{ В} = 0,45 \text{ А}$. Следовательно, сопротивление горячей лампочки будет равно $220 \text{ В} / 0,45 \text{ А} \approx 490 \text{ Ом}$. Измеренное сопротивление холодной нити составило 38 Ом. Следовательно, при включении сопротивление изменилось в $490 / 38 = 12,8$ раз. Температурный коэффициент вольфрама, таким образом, составит около $12,8 / 2500^\circ = 0,0047^\circ\text{C}^{-1}$, или примерно 0,47 % на градус.

Глава 2

Переменный ток

Переменным током называется электрический ток в проводнике, напряжение и сила тока которого периодически меняются во времени. Слово «периодически» в этом определении – очень важная добавка. Например, напряжение на контактах батарейки или аккумулятора также меняется со временем вследствие истощения запасенной в них электрической энергии, но примером переменного тока это явление служить не может, так как не имеет периодического характера.

Самый простой и всем знакомый случай переменного тока – ток, напряжение которого меняется по синусоидальному закону симметрично относительно нулевого уровня (рис. 2.1а). Именно ток такой разновидности питает бытовые приборы, подключенные к электрической сети.

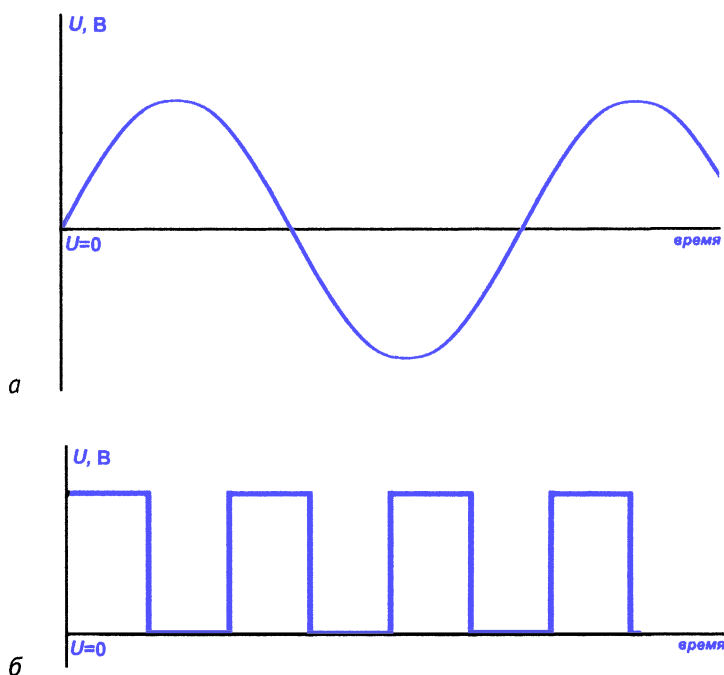


Рис. 2.1. *а* – синусоидальный переменный ток в бытовой электрической сети;
б – пульсирующий ток прямоугольной формы

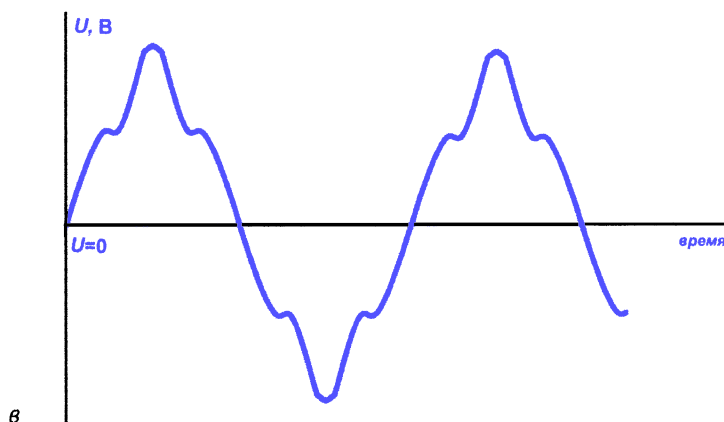


Рис. 2.1. в – примерный вид электрического сигнала на выходе звукового усилителя

В цифровых схемах можно встретить еще одну распространенную разновидность переменного тока: его напряжение меняется по прямоугольному принципу (т. е. в каждый момент времени мы наблюдаем либо полный размах напряжения, либо оно равно нулю). Чаще всего такие разновидности представляют собой не переменный ток в чистом виде (т. е. такой, напряжение которого меняется от отрицательной величины к положительной), а так называемый *пульсирующий* ток, величина которого меняется от нуля до положительной величины (рис. 2.1б). Пульсирующий ток можно представить как сумму переменного и постоянного тока (переменной и постоянной составляющих).

Другой пример переменного тока, встречающийся нам ежедневно, – ток, который передается от звукового усилителя к динамикам (рис. 2.1в). В основе такой разновидности переменного тока также лежит ток, меняющийся по закону синуса, но он может иметь весьма сложную форму.

Основные понятия и расчетные формулы для переменного тока

Период и частота

На рис. 2.2 изображен график переменной величины, изменяющейся по синусоидальному закону. Для переменного электрического тока по оси ординат может быть отложена величина тока I или напряжения U (см. также книгу Р. Свореня [1], главу 6).

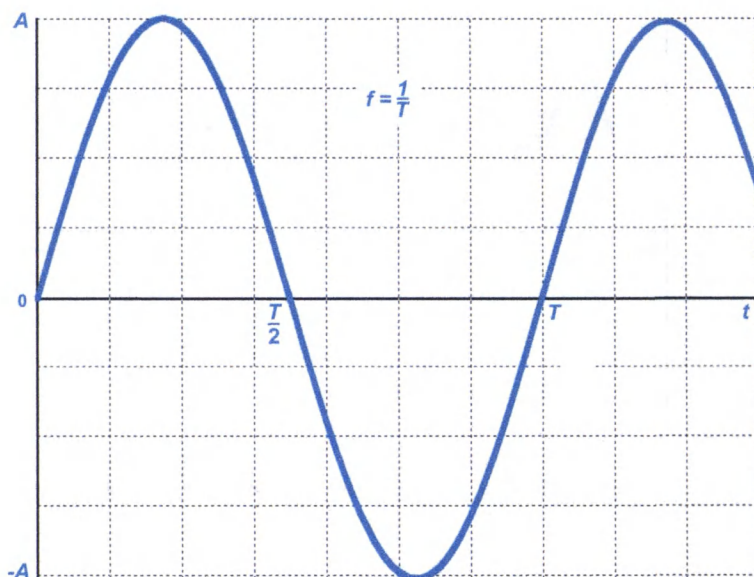


Рис. 2.2. Параметры периодического колебания: период (T), частота (f), амплитудное значение (A)

Время, через которое переменное колебание повторяется, называется *периодом* переменной величины. На рис. 2.2 период обозначен буквой T . Для колебания идеальной синусоидальной формы период разделен на два полупериода (от 0 до $T/2$ и от $T/2$ до T), во время которых колебание повторяется, но с противоположным знаком. Величина, обратная периоду, обозначается буквой f и носит название *частоты* (см. формулу на рис. 2.2, вверху). Для нее придумана специальная единица измерения – это хорошо всем знакомый герц (Гц), названный так в честь немецкого физика XIX века Генриха Герца, доказавшего существование радиоволн. Как следует из определения частоты, размерность герца есть единица, деленная на секунду: $1 \text{ Гц} = 1/\text{с}$, т. е. колебание с частотой 1 Гц имеет период повторения ровно 1 с. Соответственно, 1 кГц (килогерц) означает, что в одной секунде укладывается тысяча периодов, 1 МГц (мегагерц) – миллион периодов и т. д. Так, частота переменного тока в бытовой электрической сети, как всем известно, равна 50 Гц (в США и Японии – 60 Гц).

Величина A носит название *амплитуды* и представляет собой максимальное значение нашей переменной в одном периоде (для синусоидального закона минимальное значение – на части графика ниже оси абсцисс – по абсолютной величине строго равно максимальному). В дальнейшем мы под «переменной величиной» чаще всего будем подразумевать напряжение. Изменение переменного синусоидального напряжения (U) во времени (t) можно описать формулой:

$$U = U_a \cdot \sin(2\pi ft). \quad (1)$$

Здесь U_a – максимальное (амплитудное) значение напряжения, а π есть хорошо нам знакомое число пи, т. е. отношение длины окружности к ее диаметру, равное 3,1415... . Произведение $2\pi f$ носит специальное название *круговая частота* и обозначается буквой ω (омега). Физический смысл круговой частоты – величина угла (измеряемого в радианах), пробегаемого синусоидальной кривой за секунду.

Для колебаний, отличающихся по форме от синусоидального, естественно, формула будет другой, или они могут вообще не иметь точного математического описания в виде компактной формулы (как, например, звуковые колебания на рис. 2.1в). Но смысл понятий «частота» и «период» для них аналогичны приведенным здесь для идеального случая.

А что будет, если график немного подвигать вдоль оси абсцисс? Это равносильно признанию того факта, что в нулевой момент времени наше колебание не равно нулю. При этом сдвигаются моменты времени, соответствующие целому и половине периода, а в уравнении (1) появляется еще одна величина – *фаза*, обозначаемая буквой φ (фи) и измеряемая в единицах угла – радианах:

$$U = A \cdot \sin(2\pi ft + \varphi). \quad (2)$$

Взятая для одного отдельного колебания, величина фазы выглядит не имеющей особого смысла, так как мы всегда можем сместить точку начала отсчета времени так, чтобы привести уравнение к виду (1). Однако все будет смотреться иначе, если мы имеем два связанных между собой колебания – скажем, напряжения в разных точках одной схемы. В этом случае нам может быть важно, как соотносятся их величины в каждый момент времени, и тогда фаза одного переменного напряжения относительно другого (называемая в этом случае *сдвигом* или *разностью фаз*) и будет характеризовать такое соотношение. Управляемый сдвиг фазы колебания относительно условного начала отсчета часто применяется в технике связи для кодирования информации.

Амплитудное и действующее значение переменного тока

Интересный вопрос: а что покажет вольтметр, подключенный к источнику синусоидального переменного тока (например, к бытовой розетке)? Ведь измеряемая величина все время с частотой 50 раз в секунду меняется от отрицательного до точно такого же положительного значения. Обычный вольтметр не может и не должен показывать мгновенные значения напряжения, меняющегося с такой скоростью, иначе на дисплее будут мельтешить цифры, которые мы не успеем разобрать. Он показывает какие-то средние значения, но ведь в среднем напряжение синусоидального переменного тока строго равно нулю! Как выйти из этого положения?

В электрических измерениях обычное среднее (среднеарифметическое) значение напряжения или тока нас интересует редко. Куда важнее величина, показывающая действие тока. Например, если к источнику переменного напряжения подключить осветительный прибор (хоть лампочку накаливания, хоть светодиодный источник), то он будет гореть точно так же, как при подключении к источнику постоянного тока. Точнее, свет лампочки накаливания будет незаметно для глаза пульсировать с частотой 100 Гц (хотя и в небольшой степени – волосок просто не успевает остыть при переходе напряжения через ноль), а вот хорошие светодиодные лампы даже такой пульсацией не обладают. Иными словами, есть какая-то характеристика переменного тока, которая показывает эквивалентность действия его источника и источника постоянного тока. Если вдуматься в происходящее в нагрузках при протекании переменного тока, то мы приходим к выводу, что такая характеристика должна быть связана с мощностью источников – только при равенстве мощностей действие их будет одинаковым.

Но из главы 1 мы знаем, что мощность источника электрической энергии пропорциональна квадрату напряжения. Квадрат напряжения в случае переменного синусоидального тока оказывается очень удобной величиной еще и по той причине, что при этом исчезает знак: положительная и отрицательная полуволны действуют на нагрузку одинаково. В результате всех этих рассуждений оказывается, что величина средней мощности в цепи переменного тока определяется так называемым *действующим значением напряжения* (U_d), которое для синусоидального колебания связано с амплитудным его значением (U_a) следующей формулой: $U_d = U_a \cdot \sqrt{2}$. Вывод этой формулы подразумевает знание интегрального исчисления, здесь мы только добавим, что иначе действующее значение называют *среднеквадратическим*. Точно такая же формула справедлива и для тока.

Когда говорят «переменное напряжение 220 В» или «переменный ток с напряжением 220 В», то всегда имеется в виду именно действующее значение – именно его покажет вольтметр при установке на измерение переменного напряжения. При этом амплитудное значение равно примерно 310 В, что легко подсчитать, если умножить 220 на $\sqrt{2}$. Обратите внимание, что современный российский стандарт бытовой сети приведен в соответствие с общеевропейским, где стандартным считается напряжение 230, а не 220 В. То есть формальное амплитудное значение в бытовой сети следует считать равным $230 \cdot \sqrt{2} = 324$ В.

Следует понимать, что есть нагрузки (те же лампочки, а также все бытовые приборы), которые рассчитаны именно на действующее значение. Но многие электронные компоненты (например, диоды, конденсаторы, транзисторные ключи и даже резисторы) реагируют на мгновенное значение напряжения и при его превышении могут выходить из

строю. Потому для сети 230 В такие компоненты должны быть рассчитаны на напряжение не менее 350–400 В.

Добавим, что для постоянного напряжения и тока действующее значение совпадает с просто величиной напряжения (тока). Для прямоугольного колебания, показанного на рис. 2.1б (с равными по длительности положительными и отрицательными полуволнами, т. е. симметричного меандра¹, или, как еще говорят, прямоугольного колебания «со скважностью 2»), действующее значение равно ровно половине амплитудного.

Эксперимент 6.

Исследование значений напряжения на выходе выпрямителя

Материалы и оборудование:

- трансформатор или сетевой адаптер с выходным переменным напряжением 9–10 В и мощностью не менее 10 Вт;
- четыре выпрямительных диода типа 1N4001;
- электролитические конденсаторы емкостью 1000 и 2200 мкФ на напряжение 25 В;
- мультиметр и осциллограф;
- нагрузочные резисторы сопротивлением 10 Ом (мощность 10–15 Вт) и 100 Ом (2 Вт).

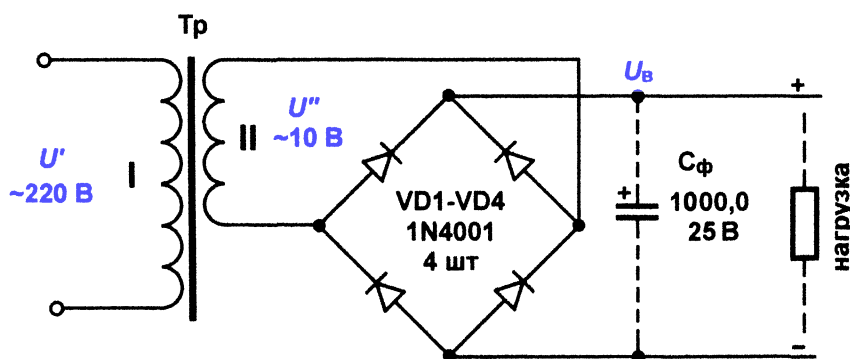


Рис. 2.3. Схема диодного двухполупериодного выпрямителя

Схема классического двухполупериодного диодного выпрямителя показана на рис. 2.3. Несмотря на ряд недостатков (в первую очередь низкое

¹ Меандр – тип геометрического узора с повторяющимися ломаными линиями (по названию извилистой реки Меандр в Малой Азии).

КПД, о чем – далее), эта схема благодаря своей простоте и дешевизне до сих пор остается одной из самых распространенных во вторичных источниках питания – преобразователях переменного напряжения в постоянное. На основе этой схемы можно познакомиться со многими понятиями, о которых рассказано выше, в том числе с амплитудным и действующим значениями напряжения, причем с применением только одного мультиметра. Если у вас имеется осциллограф, то с его помощью мы сможем установить еще некоторые дополнительные свойства схемы.

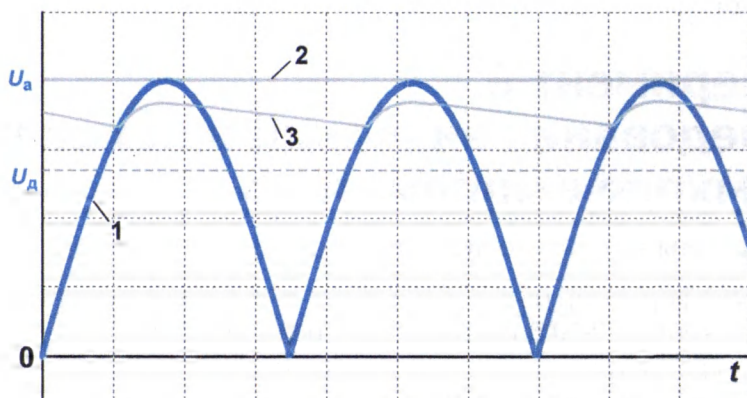


Рис. 2.4. Напряжение U_b на выходе диодного двухполупериодного выпрямителя: 1 – в отсутствие конденсатора фильтра C_f и нагрузки; 2 – в отсутствие нагрузки при подключенном конденсаторе C_f ; 3 – при подключенной нагрузке и конденсаторе C_f

На первом этапе мы не будем подключать к выходу выпрямителя (выпрямительного моста из диодов VD1-VD4) конденсатор фильтра C_f и нагрузку. Выходное напряжение выпрямителя U_b будет выглядеть так, как показано на рис. 2.4 кривой 1. Пульсирующее напряжение представляет собой половинки синусоиды, размещенные в положительной области. Так как нагрузка отсутствует, то потерь нет, и амплитудное значение U_b будет совпадать (или почти совпадать) с амплитудным значением переменного напряжения U_a . А мультиметр в режиме измерения постоянного напряжения покажет действующее значение U_d , равное (или почти равное) амплитудному, деленному на $\sqrt{2}$. Это действующее значение равно (или почти равно) действующему значению переменного напряжения на вторичной обмотке трансформатора, т. е. для нашего случая должно составлять примерно 10 В. В реальности мультиметр и осциллограф, вероятно, покажут напряжение на выходе выпрямителя все-таки на несколько десятых вольт ниже, чем значения переменного напряжения на выходе трансформатора, так как всегда существуют утечки, а падение напряжения на диодах в области малых токов меняется очень существенно (см. в книге Р. А. Свореня «Практикум» в главе 9).

Если в этом состоянии вы подключите к выходу нагрузку (не подключая конденсатор фильтра C_ϕ), то вся кривая пульсирующего напряжения на выходе выпрямителя «просядет» вниз, причем тем больше, чем больше нагрузка. Большую часть «просадки» можно отнести за счет падения напряжения на диодах моста, она составит около 1,5–1,8 В (по 0,7–0,9 В на каждом из двух диодов, образующих одно из плеч моста). Эта часть будет относительно мало зависеть от нагрузки, меняясь не более чем на десятые вольты при изменении нагрузки в десять раз. Другая часть обусловлена потерями на внутреннем сопротивлении трансформатора (активном сопротивлении первичной и вторичной обмоток), т. е. она будет существенно меняться при изменении нагрузки. Эта часть зависит от мощности трансформатора – чем он мощнее, тем меньше внутреннее сопротивление его обмоток, тем меньше потери и выше напряжение. Точные значения здесь измерять мы не будем – это не рабочий режим, он служит только для ознакомления с происходящими процессами.

Картина радикально изменится, когда мы подключим конденсатор фильтра C_ϕ . При отсутствии нагрузки выходное напряжение будет представлять собой прямую линию на уровне амплитудного значения U_a (линия 2 на рис. 2.4). Причем, очень вероятно, даже без потерь на диодах (это зависит в основном от характеристик диодов и качества конденсатора) – т. е. мультиметр должен показать около 14 В (10 В действующего напряжения, умноженные на $\sqrt{2}$). В небольшой промежуток времени после подключения конденсатор фильтра C_ϕ заряжается до максимального значения (U_a) через выходное сопротивление трансформатора и будет «держаться» это значение даже некоторое время после выключения трансформатора из сети – пока не разрядится собственными токами утечки и обратным током через диоды моста.

При подключении нагрузки характер напряжения на выходе выпрямителя с фильтром опять изменится (кривая 3 на рис. 2.4). Во время пиков напряжения на выходе моста конденсатор C_ϕ пытается зарядиться до максимального значения, а в промежутках нагрузка питается от разряжающегося через нее конденсатора. Поэтому выходное напряжение будет пульсировать, но в гораздо меньшей степени, чем при отсутствии конденсатора. Постоянная составляющая, которую покажет мультиметр, будет ниже U_a на ту же величину, что и под нагрузкой при отсутствии конденсатора: ниже амплитудного на 1,5–1,8 В падения на диодах, плюс потери на внутреннем сопротивлении трансформатора. В испытаниях с конкретным трансформатором при нагрузке 100 Ом мультиметр показал около 12 В, при нагрузке 10 Ом – существенно меньше, около 8,7 В. То есть при небольших нагрузках (порядка 100 мА) мы теряем около 2 В, при большой нагрузке (до 1 А) – уже около 5 В, более трети от амплитудного значения.

Отметим, что пульсации зависят от нагрузки – чем меньше потребляемый нагрузкой ток, тем на меньшую величину успевает разрядиться конденсатор. Они зависят также и от мощности (величины внутреннего сопротивления) трансформатора. Естественно, они будут тем меньше, чем выше емкость конденсатора фильтра C_{ϕ} , однако вы можете легко установить экспериментально, что никакое увеличение емкости не позволит избавиться от пульсаций полностью. Кроме всего прочего, это происходит из-за неидеальности конденсатора, имеющего собственное внутреннее сопротивление, замедляющее процесс заряда (подробнее см. главу 3). Если ваш осциллограф позволит, то при максимальной нагрузке вертикальной шкалы вы можете увидеть небольшие пульсации даже при отсутствии нагрузки.

Избавиться от пульсаций полностью можно только с помощью внешнего стабилизатора. Подробно о них пойдет речь в конце книги, в главе 11, а здесь только остановимся на одной особенности диодного выпрямителя с фильтром, которая приводит к еще большим потерям в такой схеме.

В самом деле, на среднее (действующее) значение напряжения на нагрузке, которое показывал мультиметр, можно ориентироваться только при нагрузках вроде лампочки, светодиода или электрического двигателя. Они реагируют именно на среднее значение. Быстродействующие электронные схемы, в том числе и стабилизатор напряжения, будут реагировать на минимальное напряжение в конце каждого «провала» (см. кривую 3 на рис. 2.4). А оно гораздо меньше среднего, которое показывает мультиметр, – как минимум на половину амплитуды пульсаций. Для этого и понадобится осциллограф – нам нужно измерить размах пульсаций, чтобы грамотно оценить возможности стабилизатора на выходе. Нельзя строить схему, если напряжение на входе стабилизатора будет опускаться ниже минимально допустимого входного значения.

В исследуемом случае амплитуда пульсаций при нагрузке 100 Ом и емкости конденсатора фильтра в 1000 мкФ составляла около 1 В. То есть при такой нагрузке минимальное напряжение составит около 12 В (показания мультиметра) минус половина амплитуды пульсаций, т. е. около 11,5 В. Для большинства мощных стабилизаторов входное напряжение должно быть больше выходного на 1,5–2 В, т. е. при такой нагрузке и емкости конденсатора фильтра окончательно на выходе стабилизатора мы можем получить 9 В стабилизированного напряжения (или менее). Остается даже некоторый запас, который всегда полезен, так как входное переменное напряжение тоже «гуляет».

При нагрузке в 10 Ом все гораздо печальнее: мало того, что среднее значение ниже, так и амплитуда пульсаций при испытаниях составила целых 4 В. Здесь целесообразно увеличить емкость конденсатора фильтра до 2200 мкФ. При этом пульсации упадут до 2 В, и значение минимального напряжения составит около 7,5 В (8,7 – 1 с небольшим запасом).

Это не позволит получить напряжение на выходе стабилизатора выше 5-6 В, т. е. мы теряем больше половины исходного амплитудного значения напряжения. Причем увеличивать емкость фильтра еще больше нецелесообразно – увеличиваются стоимость и габариты схемы, а потери все равно остаются высокими. Капитальный выход из положения могут предоставить только выпрямители более современных типов, а также импульсные источники питания, о чем пойдет речь в главе 11.

Вот сколько тонкостей кроется в одной из самых издавна известных схем – схеме двухполупериодного выпрямителя с диодным мостом! А теперь давайте подробнее поговорим об одном из элементов этой схемы – конденсаторе, используя сведения, с которыми вы познакомились в этой главе.

Задания

1. Соберите схему двухполупериодного диодного выпрямителя, показанную на рис. 2.3. Не подключая конденсатор фильтра C_{ϕ} и нагрузку, исследуйте напряжение на выходе: измерьте уровень постоянной составляющей с помощью мультиметра и амплитудное значение с помощью осциллографа. Сравните с данными, приведенными в тексте.
2. Подключите конденсатор фильтра C_{ϕ} (емкостью 1000 мкФ), не подключая нагрузку. Измерьте, насколько изменились амплитуда и постоянная составляющая, оцените форму напряжения с помощью осциллографа (должна быть прямая линия).
3. Подключите меньшую нагрузку (100 Ом). Измерьте, насколько изменилась постоянная составляющая и исследуйте форму сигнала, оцените амплитудное значение выходного напряжения и амплитуду пульсаций, измерьте минимальное значение амплитуды в «провалах». Замените конденсатор фильтра на конденсатор большей емкости (2200 мкФ), оцените, насколько изменились эти параметры. Запишите значение постоянной составляющей, измеренной вольтметром, и значение минимальной амплитуды в «провалах», измеренное по экрану осциллографа. Оцените разницу между ними.
4. Прodelайте то же самое при нагрузке 10 Ом. Помните, резистор такой нагрузки может сильно нагреваться, не обожгитесь сами и не подпалите стол!

Глава 3

Свойства конденсатора

Конденсатор – один из базовых электронных компонентов. Больше распространение, чем конденсаторы, имеют разве что резисторы. На любой электронной плате обязательно найдутся конденсаторы, причем чаще всего разных типов и не по одному экземпляру. Потому знать хотя бы ориентировочно предназначение и свойства разных представителей этой разновидности электронных компонентов – обязательное условие для изучения электроники.

Понятие электрической емкости и разновидности конденсаторов

Электрическая емкость есть отношение заряда (в кулонах) к разности потенциалов на пластинах (в вольтах): $C = Q/U$, т. е. размерность емкости есть кулон/вольт. Такая единица называется фарадой, по имени знаменитого английского физика и химика Майкла Фарадея (1791–1867).

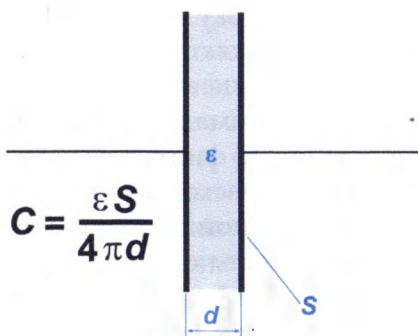


Рис. 3.1. Схематичное изображение плоского конденсатора и формула для расчета емкости: C – емкость, Ф; S – площадь пластин, м^2 ; d – расстояние между пластинами, м; ϵ – диэлектрическая проницаемость

На рис. 3.1 показано схематическое изображение плоского конденсатора и приведена формула для расчета его емкости (формула справедлива при условии, что расстояние между пластинами d намного меньше длины и ширины пластин). Отметим важный параметр, фигурирующий в этой формуле, – диэлектрическую проницаемость ϵ .

Она зависит только от материала среды между пластинами и для воздуха практически равна диэлектрической проницаемости вакуума, принимаемой за 1. Из формулы видно, что чем больше величина ϵ , тем больше емкость конденсатора при тех же размерах. Поэтому, помещая между пластинами различные материалы, у которых диэлектрическая проницаемость выше, чем у воздуха – слюду, стекло, пластмассу, керамику и т. п., – можно повысить емкость и заодно электрическую прочность, т. е. способность выдерживать высокие напряжения. Такие конденсаторы называются *неполярными* и классифицируются по технологии (*керамические, пленочные, металлопленочные*) и иногда по материалу диэлектрика – бумажные, лавсановые (полиэтилентерефталатные), фторопластовые, слюдяные и т. д. Емкость таких конденсаторов обычно составляет величину от пикофарад до единиц микрофарад.

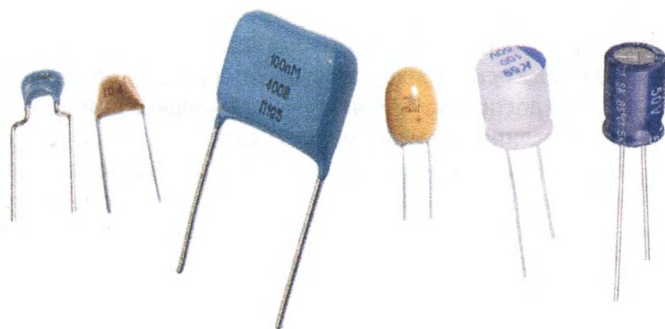


Рис. 3.2. Внешний вид конденсаторов с гибкими выводами, слева направо: два одинаковых керамических конденсатора разных производителей (0,1 мкФ, 50 В), высоковольтный металлопленочный конденсатор (0,1 мкФ, 400 В), танталовый электролитический конденсатор (100 мкФ, 25 В); два электролитических конденсатора (100 мкФ, 50 В): слева – полимерный твердотельный, справа – обычный алюминиевый

Но такой путь повышения емкости не единственный. Можно также увеличивать площадь пластин и уменьшать величину зазора между ними. Так пришли к идее *электролитических конденсаторов* (или просто *электролитов* на профессиональном жаргоне), в которых зазор сведен к минимуму – он представляет собой тончайший слой окисла на одном из электродов. Поверхность этого электрода, как правило, сделанного из металла, увеличена за счет пористой структуры. Вторым электродом служит токопроводящая жидкость (электролит), она же поддерживает слой окисла при определенной полярности приложенного напряжения. Поэтому такие электролитические конденсаторы носят общее название *полярных* – при приложении напряжения в неправильном направлении окисел растворяется, электроды замыкаются, конденсаторы прихо-

дят в негодность и могут даже взрываться. Зато их емкости в расчете на единицу объема намного выше, чем у обычных неполярных, – емкость таких конденсаторов составляет от единиц до тысяч микрофарад.

Большая часть таких конденсаторов делается на основе алюминия (на рис. 3.2 первый справа), но есть также танталовые, ниобиевые и др. Общий недостаток электролитических конденсаторов – низкая стабильность, особенно на высоких частотах, и большой разброс параметров. В последние десятилетия распространились *полупроводниковые (твердотельные) полярные конденсаторы* (рис. 3.2, второй справа). Они быстро вытесняют обычные электролитические, так как лучше их по всем параметрам и при этом практически не уступают по емкости на единицу объема. Хотя твердотельные конденсаторы пока еще существенно дороже электролитических, но будущее, несомненно, за ними.

Подробности

Есть еще одна разновидность конденсаторов, которая имеет свою специфическую нишу. Это *ионисторы* – конденсаторы, в которых расстояние между «пластинами» сведено к достижимому минимуму молекулярных размеров. Ионисторы имеют беспрецедентно большую емкость (порядка единиц и даже десятков фарад), но имеют ряд других недостатков: в частности, высокое внутреннее сопротивление, препятствующее получению больших токов разряда и заряда. Тем не менее ионисторы давно рассматриваются как удобные накопители электрической энергии для замены капризных и недолговечных электрохимических аккумуляторов.

О выборе конденсаторов

О принципах работы конденсаторов в фильтрующих цепях рассказано в главе 6 книги Р. А. Свореня [1]. Влияние емкости фильтрующих электролитических конденсаторов в обычных 50-герцевых источниках питания исследовалось в главе 2, где на наглядном примере (см. Эксперимент 6) мы познакомились с пульсациями в выпрямительных цепях. В дальнейших Экспериментах, в случаях, когда это важно, будет всегда отмечаться желательный тип конденсатора. А здесь мы поговорим о преимуществах тех или иных разновидностей конденсаторов в различных условиях применения.

Емкость обычных алюминиевых электролитических конденсаторов (E -ср) очень быстро падает с частотой. До примерно 1 кГц это падение можно не учитывать (поэтому обычные электролиты хорошо работают в низкочастотных выпрямителях), но свыше 10 кГц на каждое увеличение частоты в 10 раз емкость также падает в 10 раз (на 100 кГц емкость конденсатора 100,0 мкФ упадет до 10 мкФ, а на 1 МГц – до 1 мкФ). Кажется бы, пропорциональное падение емкости с увеличением частоты не скажется на фильтрующих свойствах, но это не так. На частоте 50 Гц емкостное

сопротивление конденсатора 100,0 мкФ равно $x_c = 1/(2\pi fC) \approx 32$ Ом, на частоте 1 кГц оно упадет до 1,6 Ом, а на частоте свыше 10 кГц оно составит 0,16 Ом и с учетом падения емкости дальше падать перестанет. По этой причине в фильтрах хороших источников питания принято ставить параллельно электролитическим конденсаторам керамические: у них зависимость емкости от частоты – почти прямая линия, и они будут выравнивать общую емкость при импульсных помехах. У танталовых и полимерных конденсаторов такое падение емкости начинается лишь примерно с частот 0,5–1 МГц, потому их использование в фильтрах источников питания предпочтительно, и параллельные керамические конденсаторы для них можно не ставить.

Особую роль качественные характеристики конденсаторов приобрели в последние годы в связи с распространением импульсных источников питания (см. главу 11). Эти разновидности источников сами по себе работают на высокой частоте (от десятков до сотен килогерц). Потому становится очень существенным параметр, ранее интересовавший только тех, кто занимался радиопередачей и приемом: последовательное активное (резистивное) сопротивление, ESR. Оно измеряется в омах, и у обычных электролитов может составлять доли и единицы ома. У алюминиевого электролита емкостью 100,0 мкФ ESR составляет 0,3 Ом, что существенно больше емкостного сопротивления, равного, как мы подсчитали, 0,16 Ом на частотах свыше 10 кГц. То есть на обычных для импульсных источников частотах активная составляющая сопротивления будет доминировать, и конденсатор будет банально нагреваться, переводя большую часть полезной энергии в тепло, еще больше ухудшая свои характеристики и сокращая свой собственный срок службы.

У танталовых и полимерных конденсаторов ESR примерно на порядок меньше, а у самых лучших полимерных оно не превышает единиц миллиома. Поэтому в импульсных источниках питания и для фильтров питания в цифровых схемах предпочтительно использовать эти типы конденсаторов. При частотах свыше 1 МГц суммарное сопротивление большинства типов конденсаторов может опять начать расти из-за увеличения индуктивной составляющей.

Отметим еще такие характеристики конденсаторов, как температурный коэффициент емкости (ТКЕ) и коэффициент абсорбции. Коэффициент абсорбции равен отношению остаточного напряжения после полного разряда конденсатора кратковременным замыканием обкладок к напряжению в заряженном состоянии. Эти характеристики, особенно коэффициент абсорбции, имеет значение для работы конденсатора во времязадающих цепях (таймерах, мультивибраторах, интеграторах, АЦП и т. д.). Лучшими характеристиками в этом отношении обладают пленочные конденсаторы с полистирольным (типа К71) или фторопластовым (К72) диэлектриком (см., например, Эксперименты 22 и 32).

Поскольку интерес к конструированию подобных прецизионных устройств на дискретных элементах значительно упал в связи с распространением микроэлектроники и цифровой техники, то найти подобные типы в продаже трудно. В таких цепях можно использовать также распространенные конденсаторы с полиэтилентерефталатным диэлектриком (К73), только надо учитывать, что ТКЕ для них не нормируется. В крайнем случае можно применять керамические конденсаторы с минимальным ТКЕ (типов П33, М33, МП0, NP0, N030, M(N)75).

При выборе конденсаторов следует, конечно, учитывать их допустимое напряжение. При этом следует руководствоваться следующим правилом: допустимое напряжение электролитических конденсаторов должно ненамного превышать максимально возможное при работе схемы. Чем больше максимально допустимое напряжение, тем хуже остальные характеристики «электролитов». Наоборот, пленочные неполярные конденсаторы с увеличением допустимого напряжения, с некоторыми нюансами только улучшают свои характеристики (правда, растут и габариты). Керамические в этом плане лежат где-то посередине, так что ничего не будет страшного в применении высоковольтного конденсатора в низковольтных цепях, но специально подбирать их по допустимому напряжению следует поближе к рабочему режиму.

Основные расчетные формулы для цепей постоянного тока с конденсатором

Заряд и разряд конденсатора от источника тока

Заряд и разряд конденсатора от источника постоянного тока – самый простой случай с точки зрения его описания. При этом напряжение на обкладках растет со временем по линейному закону, согласно формуле $U = t \cdot I/C$, где U – напряжение в вольтах, t – время в секундах, I – ток источника в амперах, C – емкость в фарадах. Этот вариант, однако, не так уж просто реализовать на практике из-за того, что для построения хорошего источника тока придется потрудиться (подробности см. в Эксперименте 8).

Заряд и разряд конденсатора от источника постоянного напряжения через резистор

На рис. 3.3 показана общая схема, моделирующая процесс заряда и разряда конденсатора C через резистор R от источника постоянного напряжения U_0 , в качестве которого в данном случае выступает электрохимическая батарея. Разберем происходящие при этом процессы подробнее.

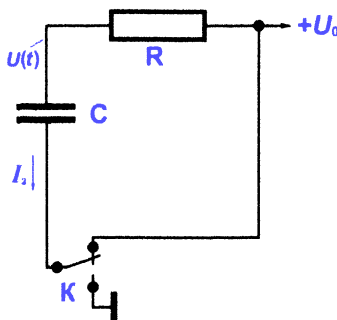


Рис. 3.3. Схема для моделирования процессов заряда и разряда конденсатора от источника постоянного напряжения

При переводе ключа K в нижнее по схеме положение (см. рис. 3.3) разряженный конденсатор C начнет заряжаться через резистор R от батареи. В первый момент времени напряжение на обкладках равно нулю, и схема ведет себя так, как будто обкладки конденсатора короткозамкнуты. Запомните этот факт: в первый момент времени ток заряда I_3 будет равен просто напряжению источника U_0 , деленному на сопротивление резистора R , как будто конденсатор в схеме отсутствует. По мере нарастания напряжения на обкладках этот ток будет снижаться, в каждый момент времени он будет определяться разницей между напряжением источника U_0 и достигнутому к этому моменту напряжению на обкладках. По мере заряда напряжение на обкладках будет увеличиваться, все больше приближаясь к напряжению источника (график на рис. 3.4а).

В итоге процесс нарастания напряжения на конденсаторе соответствует формуле затухающей экспоненты, приведенной на рис. 3.4а. Главным параметром функции, определяющим скорость протекания процесса зарядки, служит произведение RC . Если сопротивление резистора R измеряется в омах, а емкость конденсатора C – в фарадах, то их произведение имеет размерность секунд и носит название *постоянной времени*. Постоянная времени $T = RC$ – время, за которое напряжение на конденсаторе увеличится до доли $(1 - 1/e)$ от конечного значения, т. е. до 63 % от U_0 .

Если после окончания заряда перевести ключ K в противоположное положение, то конденсатор начнет разряжаться через тот же резистор R . Снижение напряжения на конденсаторе происходит в соответствии с графиком, приведенным на рис. 3.4б, и описывается формулой, показанной на этом рисунке. Скорость процесса также определяется постоянной времени RC . Теперь это время, за которое напряжение снижается до величины, равной доле $1/e$ от первоначального, т. е. примерно до 37 % от U_0 .

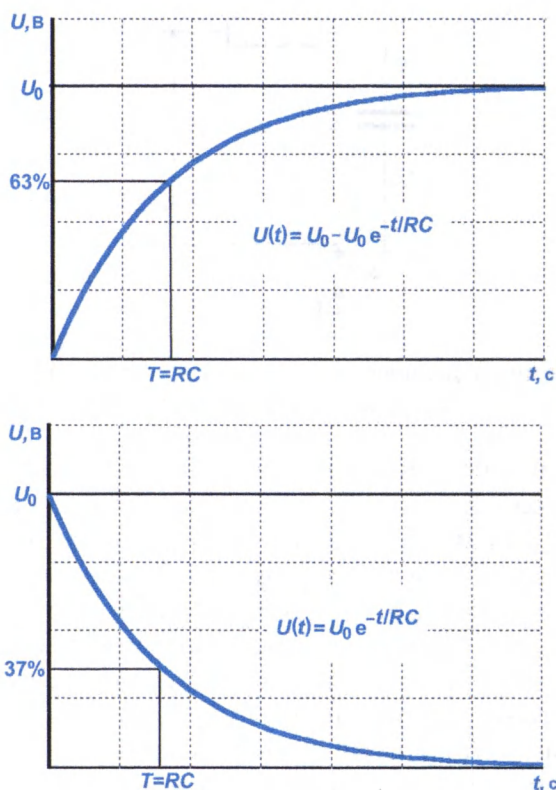


Рис. 3.4. Процессы при заряде (а) и разряде (б) конденсатора:

C – емкость; R – сопротивление резистора; t – время;

e – основание натуральных логарифмов (2,718282)

Заметим, что в соответствии со свойствами экспоненты теоретически процесс заряда или разряда протекает бесконечно: прямая U_0 служит асимптотой графика заряда (рис. 3.4а), а нулевой уровень – асимптотой графика разряда (рис. 3.4б). Эти прямые графики стремятся достичь бесконечное время. С физической точки зрения окончание процесса обусловлено флуктуациями (небольшими самопроизвольными колебаниями) напряжений в схеме. Практически же принято считать, что заряд и разряд заканчиваются за примерно 4,5 постоянных времени, когда напряжение на обкладках начинает отличаться от конечного значения меньше чем на 1 %.

К этим случаям сводятся практически все реально протекающие процессы заряда и разряда конденсаторов, даже если специально установленный резистор R отсутствует. Если вы при заряде подключите конденсатор непосредственно к источнику напряжения, то в цепи все равно неявно присутствует резистор R , в качестве которого выступают последовательно соединенные внутреннее сопротивление источника и сопротивления выводов. При разряде вы можете замкнуть выводы

конденсатора накоротко, но суммарное сопротивление выводов и переключки все же не равно нулю. Кстати, разряжать электролитические конденсаторы большой емкости, особенно высоковольтные, коротким замыканием выводов не рекомендуется: ток через выводы может превысить допустимое значение, и они просто сгорят. То есть и в этих случаях заряд и разряд будут протекать очень быстро, но все-таки не мгновенно, в соответствии с кривыми на рис. 3.4.

Параллельное и последовательное включение конденсаторов

При совместном включении двух и более конденсаторов они подчиняются обратному правилу в сравнении с резисторами:

- при параллельном соединении емкости конденсаторов складываются: $C_{\text{общ}} = C_1 + C_2$ (это можно представить себе как объединение площадей обкладок);
- при последовательном соединении складываются величины, обратные емкостям: $1/C_{\text{общ}} = 1/C_1 + 1/C_2$.

Эксперимент 7. Заряд и разряд конденсатора через резистор

Материалы и оборудование:

- источник питания 5 В (сетевой адаптер или лабораторный блок питания);
- электролитический конденсатор 1000 мкФ;
- резистор (0,25 Вт) 51 кОм;
- переключающий тумблер;
- мультиметр;
- секундомер.

Этот эксперимент – просто проверка изложенных выше закономерностей заряда и разряда конденсатора на практическом примере. Схема, которую надлежит собрать, показана на рис. 3.3. Если у вас есть осциллограф, то задача предельно упрощается – сочетание номиналов R и C может быть практически любым. Но можно сделать так, что осциллограф не понадобится: для этого компоненты следует подобрать так, чтобы обеспечить достаточно большую постоянную времени. Тогда кривые заряда и разряда спокойно можно наблюдать на обычном мультиметре. Будем исходить из величины постоянной времени около минуты. Весь процесс при этом закончится, как мы говорили, примерно за 4-5 постоянных времени, т. е. за 4-5 мин.

Не следует думать, что при такой постоянной времени потребуются какие-то сверхбольшие емкости конденсаторов. Из формулы $T = RC$ следует, что постоянную времени в одну секунду обеспечит сочетание 1 Ом и 1 Ф, 1 кОм и 1000 мкФ, 1 МОм и 1 мкФ и т. д. Чем меньше емкость конденсатора, тем лучше, так как электролитические конденсаторы малой емкости стабильнее. Однако резисторы больше сотен килоом выбирать не следует – на результате начнут сказываться собственные токи утечки конденсатора. Для обеспечения величины T примерно в 50 с можно взять, например, резистор сопротивлением 51 кОм и электролитический конденсатор в 1000 мкФ или резистор 510 кОм и конденсатор 100 мкФ.

Подсоединяем мультиметр в режиме вольтметра к выводам конденсатора заранее и потом подключаем цепь к источнику питания (нижнее положение тумблера К по схеме). Можно записывать показания мультиметра через равные промежутки времени и потом проверить, насколько они совпадут с расчетными (табл. 3.1).

Таблица 3.1. Теоретическая зависимость напряжения на обкладках конденсатора от времени при заряде через резистор ($T = 50$ с, $U_0 = 5$ В)

Время, с	10	20	30	50	100	150	200	250
Напряжение, В	0,9	1,65	2,25	3,16	4,3	4,75	4,9	4,97

При переключении тумблера К в верхнее положение точно такие же измерения можно проделать в процессе разряда конденсатора.

Подробности

Чтобы повторить измерения при заряде, необязательно ждать полного разряда через тот же резистор после переключения тумблера – конденсатор при небольших напряжениях (в данном случае 5 В) можно разрядить коротким замыканием выводов, соединив их пинцетом или отверткой. Но не пытайтесь повторить этот прием, если предполагается, что конденсатор, особенно электролитический большой емкости, заряжен до высоких напряжений. Например, конденсаторы фильтров в источниках питания могут заряжаться до амплитудного значения электрической сети, т. е. до напряжений более 300 В. Энергия заряженного конденсатора пропорциональна емкости и *квадрату* напряжения на нем, и в этом случае могут выгореть выводы конденсатора или из-за возникновения дуги поврежден предмет, которым вы их замыкаете. В таких случаях разряжать конденсаторы рекомендуется через резистор небольшого номинала, например в несколько десятков или сотен ом.

Задания

1. Подключите конденсатор 1000 мкФ и резистор 51 кОм к источнику питания 5 В так, как показано на рис. 3.3. Подключите к выводам конденсатора мультиметр, переключите тумблер в нижнее положение

и с помощью секундомера отмечайте значение напряжения через каждые 10 с. Продолжите наблюдения в течение 3–5 мин. По полученным значениям постройте график кривой заряда и сравните его с расчетным (рис. 3.4а), исходя из постоянной времени 50 с.

- Повторите тот же самый эксперимент при разряде конденсатора, переведя тумблер в нижнее положение.

Эксперимент 8.

Заряд и разряд конденсатора от источника постоянного тока

Материалы и оборудование:

- источники питания 5 и 12 В (сетевой адаптер или лабораторный блок питания);
- электролитический конденсатор 100 мкФ;
- резистор 6,8 кОм;
- микросхема источника тока LM334 (можно заменить на LM134 или LM234);
- переключающий тумблер;
- мультиметр;
- секундомер.

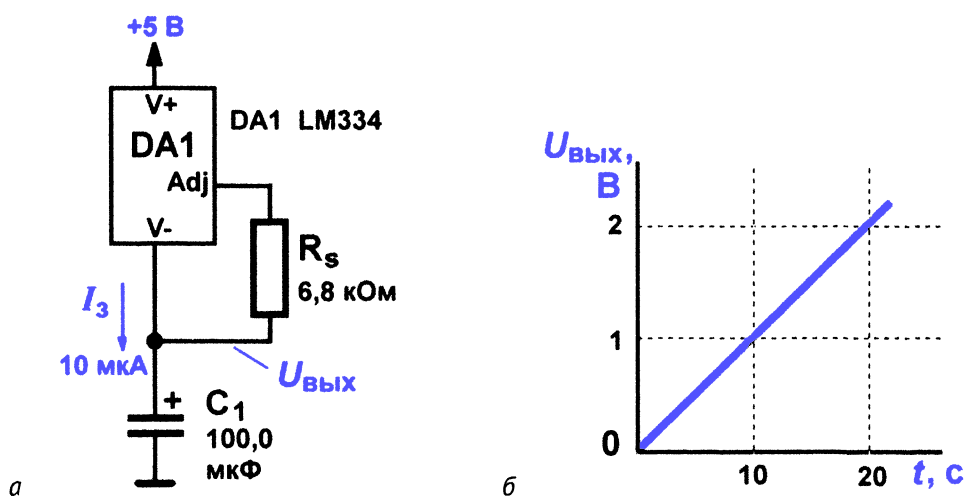


Рис. 3.5. а – схема заряда конденсатора постоянным током;
б – изменение напряжения на выходе

Существует несколько схемотехнических решений построения стабильных источников тока в широком диапазоне выходных напряжений. Здесь мы выбрали один из самых простых – трехвыводную микросхему

LM334 (см. рис. 3.5а). Она не позволяет достигнуть супервысокой точности установки тока, но вполне подходит для наших целей. Значение тока заряда I_z (в микроамперах) для нее при 20 °С определяется по приблизительной формуле $67,7 \text{ (мВ)}/R_s \text{ (кОм)}$ и при сопротивлении резистора R_s , равном 6,8 кОм, будет составлять около 10 мкА. Для точной подгонки тока можно тщательнее подобрать сопротивление резистора, но делать это в такой простейшей схеме нецелесообразно – нужна более сложная схема с термокомпенсацией (см. документацию).

Как быстро будет заряжаться конденсатор выбранного номинала 100 мкФ таким током? Для расчета перепишем приведенную выше формулу зависимости напряжения от времени $U = t \cdot I/C$ в виде $U/t = I/C$. В левой половине у нас получилась скорость нарастания напряжения в вольтах в секунду, в правой – отношение тока к величине емкости. Если ток задан в микроамперах, а емкость в микрофарадах, то из этой формулы при выбранных нами значениях получится скорость нарастания напряжения равной 0,1 В/с (рис. 3.5б).

То есть после включения тумблера в верхнее по схеме положение за 10 с конденсатор зарядится до 1 В, за 20 – до 2 В и т. д., пока хватит напряжения питания и возможностей микросхемы LM334 (максимум должен составить около 4,8–4,9 В). После этого можно выключить питание и разрядить конденсатор до нуля, перемкнув его выводы пинцетом или отверткой. Если хотите продлить процесс и зарядить конденсатор до более высокого напряжения, то можно повысить напряжение питания (микросхема LM334 выдерживает до 40 В). Время заряда также замедлится, если увеличить емкость конденсатора. Только при больших напряжениях и емкостях лучше разряжать конденсатор не коротким замыканием его контактов, а через небольшой резистор (5–10 Ом), который следует подключить между нижним контактом тумблера и «землей» (см. также «Подробности» в Эксперименте 7).

Если конденсатор в этой схеме автоматически быстро разряжать при достижении определенного уровня напряжения, то мы получим схему ГЛИН – генератора линейно изменяющегося напряжения. Иначе их называют ГПН – генератор пилообразного напряжения. Такие генераторы играли важную роль в конструкциях традиционных телевизоров на основе электронно-лучевой трубки, осуществляя кадровую и строчную развертку (см. книгу Р. А. Свореня [1], глава 13; 13).

Задания

1. Соберите схему, показанную на рис. 3.5а. После включения питания заряжайте конденсатор в течение 30–40 с, отмечая напряжение на его верхнем по схеме выводе ($U_{\text{вых}}$) каждые 5–10 с. Постройте график нарастания напряжения от времени и сравните с расчетной

прямой (рис. 3.5б). Рассчитайте скорость нарастания и сравните с теоретически заданной.

2. Смените блок питания на 12-вольтовый и повторите эксперимент. Изменилась ли скорость нарастания напряжения?

Эксперимент 9. Интегрирующая и дифференцирующая *RC*-цепи

Материалы и оборудование:

- источник питания 5 В (сетевой адаптер или лабораторный блок питания);
- электролитические конденсаторы 1, 10, 100 мкФ, керамические 1 или 1,2 нФ;
- резисторы 10 кОм, 100 кОм;
- микросхема CD4011 (K561ЛА7), может быть заменена на CD4001 (K561ЛЕ5);
- диоды импульсные 1N4148 (КД521, КД522);
- любой генератор прямоугольных импульсов с частотой около 1 Гц (в том числе самодельный, см. главу 6);
- осциллограф.

Два слова о необходимых инструментах. Генератор прямоугольных импульсов не нужно покупать, вполне годится и самодельный (см. Эксперимент 36). Генераторы мы будем «проходить» в главе 6, и вы там увидите, что соорудить простейший генератор прямоугольных импульсов можно буквально на трех деталях. Из приведенных там конструкций для наших целей годится почти любая. Обратите внимание, что нижний уровень сигнала генератора должен быть привязан к общему проводу (нулю напряжения), верхний – к источнику питания (конструкции с размахом в плюс и минус относительно нуля тут не подойдут). Кроме того, желательно иметь симметричные колебания, в которых впадины по длительности равны импульсам (мы уже упоминали, что кратко это называется «колебания со скважностью 2»), хотя это требование и не очень строгое.

Второе замечание – относительно необходимости осциллографа для наблюдения результата. Здесь, увы, мультиметр не подойдет – слишком он неповоротливый. И даже если вы соорудите очень медленный генератор со скоростью одно колебание в 100 с и подгоните под него параметры цепочек, наблюдения за формой колебания с помощью мультиметра не будут достаточно наглядными, чтобы понять, что именно там происходит.

Интегрирующая и дифференцирующая цепи

Интегрирующая и дифференцирующая RC -цепи получили свое наименование, как вы можете догадаться, от операций интегрирования и дифференцирования. Сразу нужно заметить, что математически корректного результата от них вы не получите – для точного интегрирования и дифференцирования входного сигнала нужны более сложные схемы (см. Эксперимент 17). И тем не менее эти цепи производят со входным напряжением сложной формы очень похожие преобразования. Так, интегрирующая цепочка реагирует на средний постоянный уровень сигнала, сглаживая острые пики и провалы, а дифференцирующая – наоборот, выделяет участки с наибольшей скоростью изменения, игнорируя постоянный уровень. Иначе интегрирующую цепь называют фильтром низких частот (ФНЧ), а дифференцирующую – фильтром высоких частот (ФВЧ). ФНЧ пропускает постоянную составляющую входного напряжения и ее колебания с небольшой частотой, а ФВЧ, наоборот, постоянную составляющую и колебания с небольшой частотой отфильтровывает, пропуская только высокочастотные изменения (см. также книгу Р. А. Свореня [1], глава 6, 17).

С интегрирующей цепью вы уже сталкивались в Эксперименте 7 – там ее образовывал конденсатор фильтра C_Φ совместно с выходным сопротивлением трансформатора и диодного моста. Любой источник или преобразователь питания постоянного тока, независимо от устройства и принципов работы, всегда содержит подобный фильтр, удаляющий пульсации выхода.

Интегрирующая цепь

Для наглядного представления о действии интегрирующей цепи соберем простую схему из резистора R и конденсатора C и подключим ее к выходу генератора прямоугольных импульсов (см. рис. 3.6а). При небольшом значении постоянной времени на выходе с помощью осциллографа можно наблюдать картинку, соответствующую рис. 3.6б. Примерно такую форму выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ вы сможете увидеть при условии, что постоянная времени RC -цепочки существенно меньше, чем половина периода T входного прямоугольного колебания. Так, если $R = 100 \text{ кОм}$, $C = 1 \text{ мкФ}$, то постоянная времени RC будет равна $0,1 \text{ с}$, т. е. в 10 раз меньше, чем период прямоугольника на входе, следующего с частотой 1 Гц, и импульсы все равно будут проходить на выход, лишь искажаясь по форме.

Если увеличивать постоянную времени RC (заменяв конденсатор на 10 и затем 100 мкФ, что соответствует постоянным времени 1 и 10 с), то график будет становиться все более плоским – в пределе пройдет

только постоянная составляющая с небольшими пульсациями (аналогично кривой 3 на рис. 2.4). Как мы уже знаем (см. главу 2), постоянная составляющая при прямоугольной форме напряжения с равными длительностями полупериодов (т. е. при скважности 2) равна действующему значению, или ровно половине его амплитуды.

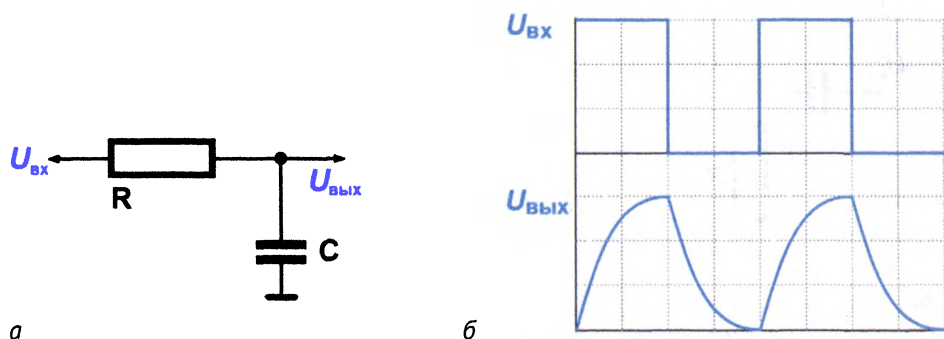


Рис. 3.6. а – интегрирующая цепочка; б – график выходного напряжения ($RC \ll T/2$)

Подробности

Обратите внимание, что здесь для меньшей нагрузки на генератор мы использовали высокое значение сопротивления резистора R (100 кОм). С такими значениями сопротивления можно оперировать только с сигналами, поступающими на вход высокоомной нагрузки. В силовых цепях, как мы говорили, роль резистора R играет выходное сопротивление источника (генератора или трансформатора с выпрямительным мостом), которое имеет порядок долей или единиц ом. Потому там, несмотря на более высокую частоту, приходится применять большие значения емкости фильтрующего конденсатора, в тысячи микрофарад, фильтры получаются громоздкими и дорогими. Однако из этой ситуации есть выход, заключающийся в преобразовании промышленной частоты 50 Гц в более высокие частоты. Так устроены импульсные источники питания, в которых требования к конденсаторам фильтра (а заодно и к трансформаторам) существенно снижаются. Подробнее эта тема будет обсуждаться в главах 5 и 11.

Дифференцирующая цепь

Дифференцирующая цепочка (ФВЧ) получается, если в схеме на рис. 3.6а поменять местами резистор и конденсатор. Так как через конденсатор постоянный ток не проходит, то выходной резистор может подключаться к любому уровню напряжения, и выходной сигнал будет отсчитываться уже от него. Практически наиболее важны два случая: когда выход цепочки подключается как обычно, к «земле» и к потенциалу питания. Рассмотрим их по отдельности.

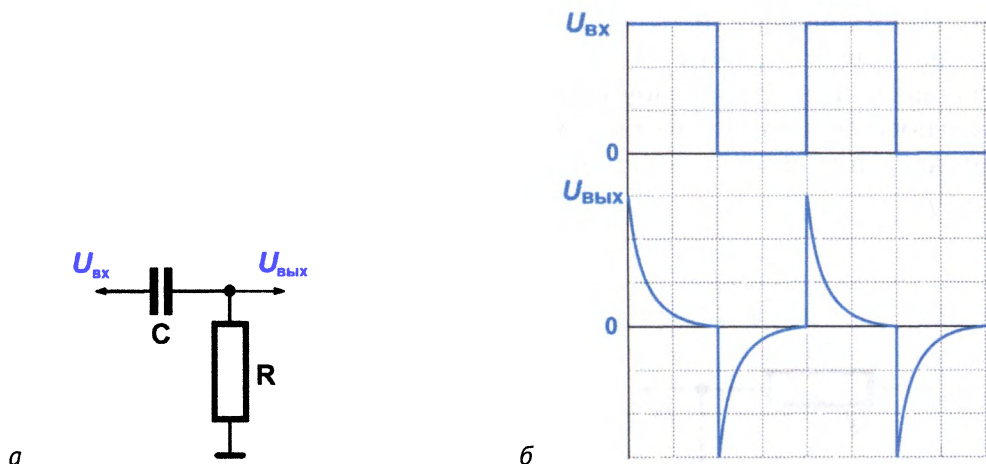


Рис. 3.7. а – дифференцирующая цепочка с подключением выхода к «земле»; б – график выходного напряжения при $RC \approx 1/10$ периода входного напряжения

При подключении выхода к «земле» с теми же параметрами RC -цепочки ($R = 100$ кОм, $C = 1$ мкФ, постоянная времени $T = 1/10$ с), при входном напряжении прямоугольной формы с периодом 1 с график выходного напряжения будет выглядеть примерно так, как показано на рис. 3.7б. В начале и конце каждого импульса скачок напряжения через конденсатор передается без изменений (если помните, мы уже говорили, что в момент начала заряда конденсатор ведет себя так, как будто его выводы замкнуты между собой). Далее его заряд начинает меняться в соответствии со значениями напряжений на входе и выходе. Так, в первом полупериоде конденсатор заряжается: так как на левом по схеме его выводе напряжение равно амплитуде входного напряжения, то на выходе оно постепенно стремится к нулю. Во втором полупериоде напряжение на левом выводе скачком меняется на величину размаха входного напряжения до нуля, и этот скачок без изменений передается на выход, на котором напряжение по мере разряда также стремится к нулю, но уже с отрицательной стороны. Обратите внимание, что из прямоугольного напряжения мы получили симметричное двухполярное переменное, размах которого (т. е. разница между положительной и отрицательной амплитудами) равен удвоенной амплитуде входного напряжения от генератора, обычно равной напряжению источника питания. Таким образом строят умножители напряжения.

Ширину импульса на высоте 0,7 от амплитуды можно принимать примерно равной половине постоянной времени RC , т. е. в случае $R = 100$ кОм, $C = 1$ мкФ равной примерно 50 мс. Эта величина может иметь значение, если вам необходимо получить импульсы определенной длительности, которой бы хватило для срабатывания каких-то устройств. Но при подключении к выходу дифференциальной цепочки

транзисторных усилителей или микросхем не следует забывать про отрицательный выброс по окончании положительного входного импульса – при достаточно большом напряжении питания (более 5–7 В), он может вывести из строя некоторые электронные компоненты, в том числе транзисторы или светодиоды. Для отсеечения этого выброса обычно параллельно резистору R устанавливают диод положительным выводом (анодом) к «земле» – тогда отрицательное напряжение на выходе не может стать меньше, чем падение напряжения на открытом диоде (пример см. далее рис. 3.9а).

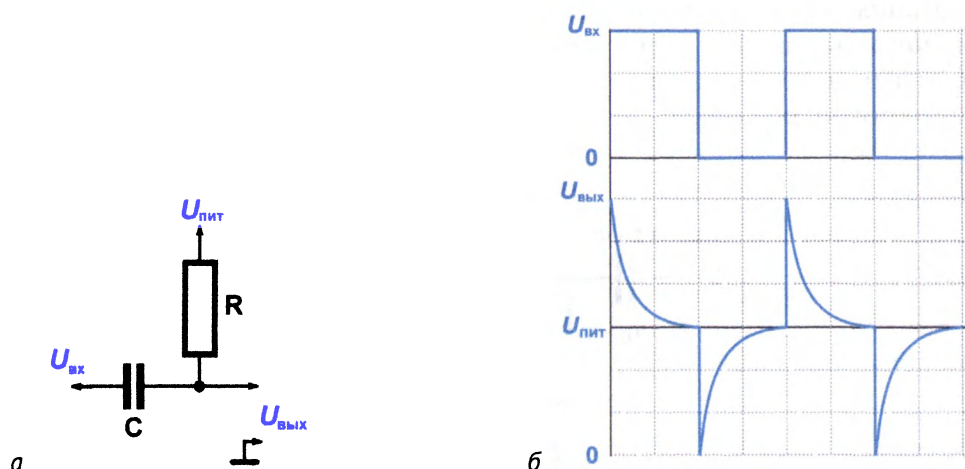


Рис. 3.8. а – дифференцирующая цепочка с выходом, подключенным к питанию; б – график выходного напряжения при $RC \approx 1/10$ периода входного напряжения

Второй распространенный случай показан на рис. 3.8. Здесь резистор R на выходе подключается не к «земле», как обычно, а к напряжению питания (рис. 3.8а). При условии, что размах входного напряжения равен или близок к напряжению питания, выходной сигнал получается таким, как показано на рис. 3.8б. Измеряем его мы как обычно, относительно «земли», тогда на выходе получаем сдвинутое на величину напряжения питания импульсное напряжение с размахом в два напряжения питания. Подробный разбор процесса проводить не будем – он полностью аналогичен предыдущему случаю. В общем случае вы всегда будете получать на выходе дифференцирующей цепочки импульсный сигнал вида рис. 3.7б или 3.8б, сдвинутый на величину напряжения, к которому подключен свободный вывод резистора R .

Первый вариант применяется чаще, но второй случай практически важен потому, что в совокупности с первым они образуют две типовые схемы выделения фронтов прямоугольного сигнала: первый – положительного (возрастающего) фронта, второй – отрицательного (падающего). Чтобы и во втором случае избавиться от паразитного импульса

выше напряжения питания, способного повредить компоненты, параллельно резистору R устанавливают диод отрицательным выводом (катодом) к напряжению питания (пример см. на рис. 3.9б).

Пример реализации таких схем показан на рис. 3.9. Здесь применяется инвертор, образованный на основе одного из логических элементов «И-НЕ» микросхемы CD4011 путем соединения входов между собой. Без каких-то переделок микросхему можно заменить на CD4001 («ИЛИ-НЕ»), а с изменением разводки выводов – на набор инверторов CD4049 и некоторые другие логические элементы. Длительность импульса при указанных на схеме номиналах составит около 6 мкс в середине его высоты, чего с гарантией достаточно для срабатывания триггеров, счетчиков и других логических микросхем той же серии, а также при надобности и микроконтроллеров.

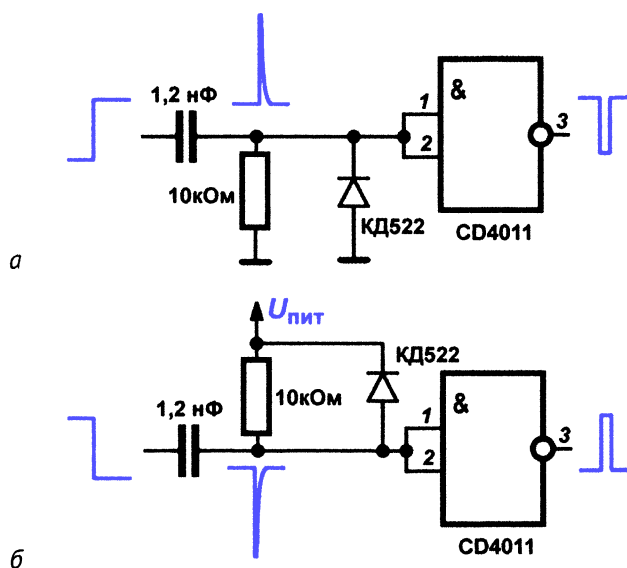


Рис. 3.9. Типовые схемы выделения фронтов импульсов на логическом инверторе: а – положительного (возрастающего); б – отрицательного (падающего)

Конкретно для микросхем серии 4000 (как и для ее отечественного аналога – серии 561) ставить диоды, защищающие от паразитных выбросов, необязательно, так как они уже имеются внутри микросхем (с целью защитить входы от статического электричества). Короткие импульсы они вполне ограничивают без вреда для микросхемы. Однако документация такой момент не оговаривает, ограничивая входное напряжение любого входа элемента величиной 0,5 В выше напряжения питания или ниже «земли». Поэтому при больших длительностях импульсов подобные диоды лучше устанавливать дополнительно к штатным. Практическое применение схем выделения фронтов см. в Эксперименте 34 в главе 10.

Подробности

Подобный прием, заключающийся в установке разделительного конденсатора с привязкой его выводов к разным постоянным потенциалам, часто применяют на входах звуковых усилителей, чтобы избавиться от постоянной составляющей сигнала. Выход предыдущего каскада усиления нередко бывает сдвинут относительно «земли», а установка ФВЧ позволяет от этого сдвига избавиться и манипулировать только переменной составляющей (см. пример на рис. 5.2, а также книгу Р. А. Свореня [1], глава 12). Причем синусоидальное напряжение, в отличие от прямоугольного, не искажается по форме при прохождении через дифференциальную цепочку – оно может только ослабляться, если емкость конденсатора недостаточна.

Задания

1. Соберите интегрирующую цепочку из конденсатора 1 мкФ и резистора 100 кОм, как показано на рис. 3.6а. Подключите ко входу ($U_{вх}$) генератор частоты 1 Гц. Наблюдайте осциллограмму выходных импульсов, сравните ее с графиком на рис. 3.6б.
2. Повторите эксперимент при емкостях конденсатора 10 и затем 100 мкФ. Следите за формой выходного напряжения. При больших значениях емкости оно должно вырождаться в горизонтальную линию с небольшими пульсациями.
3. Соберите дифференцирующую цепочку с теми же параметрами: конденсатор 1 мкФ и резистор 100 кОм согласно рис. 3.7а. Подключите ко входу ($U_{вх}$) генератор частоты 1 Гц. Наблюдайте осциллограмму выходных импульсов, сравните ее с графиком на рис. 3.7б. Проверьте, как изменится форма выходных импульсов при увеличении емкости конденсатора в 10 и 100 раз.
4. Повторите эксперименты из предыдущего пункта, собрав цепочку согласно рис. 3.8а, и сравните форму напряжения на выходе с рис. 3.8б.
5. Соберите схемы выделения фронтов импульсов согласно рис. 3.9а и 3.9б. Их можно собрать одновременно на разных элементах одной микросхемы CD4011 (разумеется, нумерация выводов второй схемы при этом будет другой, см. приложение 2). Подайте частоту с генератора 1 Гц одновременно на вход обеих схем. Наблюдайте осциллограммы выходных импульсов. Если осциллограф двухлучевой, попробуйте наблюдать одновременно оба выхода или исходную частоту и один из выходов, чтобы определить моменты времени, когда возникают выходные импульсы. Померьте по шкале осциллографа ширину выходных импульсов на половине высоты (вероятно, при этом придется растянуть временной масштаб на экране, так импульсы очень короткие в сравнении с частотой генератора) и сравните с расчетным значением.

Эксперимент 10.

Прохождение переменного тока через конденсаторы

Материалы и оборудование:

- источник переменного напряжения 10–24 В (сетевой адаптер или трансформатор);
- неполярный (керамический или металлопленочный) конденсатор 1 мкФ;
- мультиметр.

Конденсатор, как мы выяснили, не пропускает постоянного тока, для него он представляет разрыв в цепи. А вот переменный ток через него будет проходить – это можно представить как процесс постоянной перезарядки с изменением полярности на противоположную. В цепи потечет ток, постоянно меняющийся по направлению, величина которого зависит от емкости конденсатора. Такой ток называется реактивным, а величина, эквивалентная сопротивлению, которое по закону Ома обеспечивало бы такую же величину тока, носит название реактивного сопротивления (см. книгу Р. А. Свореня [1], главу 6). Сопротивление обычного резистора, соответственно, в таком случае называют активным.

Самое главное свойство реактивного сопротивления, в отличие от активного, – на нем не выделяется никакая мощность. Потери, конечно, имеют место – и сам конденсатор имеет некоторое паразитное активное сопротивление, есть еще и подводящие провода, и внутреннее сопротивление источника переменного напряжения. И тем не менее если в цепи с обычным резистором (в качестве которого можно представить любую нагрузку) основная часть мощности выделяется на нем, то в цепи с конденсатором имеют место только потери.

Подробности

Почему так происходит? Если рассмотреть во времени форму токов и напряжений в цепи с конденсатором, то окажется, что ток опережает напряжение на $\frac{1}{4}$ периода, а среднее значение их произведения (которое и равно выделяющейся мощности по закону Джоуля–Ленца) за период равно нулю. Факт отсутствия рассеивания электрической энергии в цепи с конденсатором обусловлен тем, что конденсатор, в отличие от резистора, имеет свойство накопителя энергии: в одном направлении тока он энергию накапливает, а в другом отдает, итого суммарная поглощенная энергия оказывается равной нулю. Аналогичными свойствами обладает индуктивность (катушка с проводом), только в ней ток не опережает напряжение, а отстает от него.

Для численной оценки этого явления соберем схему, показанную на рис. 3.10. Если вы захотите увидеть картину токов и напряжений в схе-

ме, то понадобится двухлучевой осциллограф. Здесь мы не будем на этом останавливаться – нас интересует средняя (действующая) величина тока в зависимости от емкости конденсатора, иными словами – его сопротивление. А для этого достаточно мультиметра в режиме измерения переменного тока.

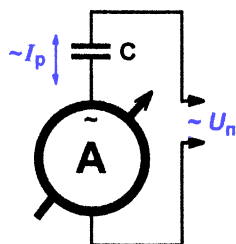


Рис. 3.10. Схема для изучения протекания переменного тока через конденсатор

Пусть емкость конденсатора будет равна 1 мкФ (кстати, существенно бóльшую емкость мы все равно не подберем, так как по сути протекающих процессов конденсатор должен быть неполярный). Если мы подадим на такую цепь переменное напряжение с частотой 50 Гц и действующим значением, например, 12 В, то мультиметр покажет ток несколько меньше 4 мА, что соответствует сопротивлению 3,2 кОм. Получить в любительских условиях достаточно мощный источник переменного напряжения с другой частотой непросто, но если вы это сделаете, то быстро выясните, что при повышении частоты ток пропорционально вырастет. А с уменьшением емкости C , наоборот, уменьшится. То есть оказывается, что сопротивление конденсатора растет с уменьшением емкости и частоты, что понятно из рассмотрения крайних случаев: при нулевой емкости (конденсатор отсутствует) и нулевой частоте (при постоянном токе) емкостное сопротивление равно бесконечности, ток равен нулю.

Реактивное сопротивление конденсатора можно рассчитать по следующей формуле: $R_c = 1/(2\pi \cdot f \cdot C)$, где f – частота переменного тока в герцах, C – емкость конденсатора в фарадах. Подставив в эту формулу наши величины (50 Гц и 1 мкФ), мы получим сопротивление около 3,2 кОм.

Подробности

Это свойство конденсатора в цепи переменного тока нередко используется для создания простейших источников питания от сети (их еще называют бестрансформаторными). Конденсатор при этом играет роль «гасящего» резистора, ограничивающего величину тока и напряжения. Обычная ошибка при проектировании таких конструкций заключается в том, что забывают обеспечить для конденсатора разрядную цепь. При внезапном отключении переменного напряжения «гасящий» конденсатор оказывается «висящим в воздухе», и на нем может оказаться напряжение вплоть до амплитудного значения в бытовой сети

(т. е. 310–320 В). А поскольку используется обычно пленочный тип конденсаторов, у которого сопротивление диэлектрика очень велико, то и заряд такие конденсаторы будут сохранять еще долго.

Во-первых, это опасно само по себе – ничего не стоит замкнуть рукой выводы в схеме, которую вы сами только что обесточили, или случайно замкнуть это напряжение на выводы нежных интегральных схем при отладке. Во-вторых, если немедленно снова включить сетевое напряжение, то совсем не маловероятно попадание в момент пика напряжения в сети противоположной полярности. Тогда оба напряжения – имеющееся на конденсаторе и сетевое – складываются, конденсатор оказывается под двойным напряжением и запросто может выйти из строя (конденсатор в таких случаях обычно рассчитывается на напряжение 400 В, а двойное напряжение в сети больше 600). Во избежание таких ситуаций параллельно «гасящему» конденсатору следует устанавливать высокоомный резистор с сопротивлением R_p , удовлетворяющим условию $R_p \gg R_c$. Обычно сопротивление выбирают около 1 МОм или несколько сотен кОм, причем не следует забывать, что тут пригодны только резисторы мощностью полватта и более (см. главу 1).

По поводу бестрансформаторных источников можно сказать только одно: старайтесь не применять их в своих самодельных конструкциях! Для безопасного использования бестрансформаторного питания, когда все элементы схемы оказываются напрямую соединенными с электрической сетью, необходима тщательная их изоляция от доступа человека. В самодельных конструкциях это недостижимо: как минимум доступ потребуется при отладке, а контакт с фазным проводником сети опасен для жизни!

Задание

1. Соберите схему согласно рис. 3.10. Так как вольтметр тут не потребуется, то в качестве амперметра можно использовать непосредственно мультиметр, без всяких измерительных резисторов. Отметьте величину тока и рассчитайте емкостное сопротивление, разделив действующее значение напряжения источника на эту величину тока. Сравните с расчетным значением по приведенной в тексте формуле.

Глава 4

Подробнее о транзисторах

Когда-то электротехника ограничивалась пассивными компонентами: резисторами, конденсаторами и катушками индуктивности, но этот период давно прошел. Активные компоненты на основе полупроводниковых технологий давно играют решающую роль в современной электронике. Транзисторы, диоды и микросхемы сейчас часто являются неотъемлемой составляющей даже таких традиционных изделий, как двигатели или переключатели, «умные» аккумуляторы или источники света.

В этой главе мы попробуем «пощупать руками» основу основ полупроводниковой электроники – транзисторы. В основе любой микросхемы все равно лежат транзисторы, и многие свойства микроэлектронных изделий унаследованы именно от них.

Основные параметры транзисторов

Падение напряжения на *pn*-переходе

Прежде чем переходить к транзисторам, неплохо бы узнать основные свойства *pn*-перехода, лежащего в основе большинства полупроводниковых изделий. Эксперимент для этой цели на основе изучения диодов мы повторять здесь не будем, он подробно описан в «Практикуме» к главе 9 книги Р. А. Свореня [1]. Прodelайте его для лучшего усвоения темы. Здесь мы только повторим самое важное для использования биполярных транзисторов свойство *pn*-перехода: для любых кремниевых *pn*-переходов (кроме составных, как в транзисторах Дарлингтона) прямое падение напряжения можно принимать равным 0,6-0,7 В при токе в единицы-десятки миллиампер и около 0,9-1,0 В при токах в сотни миллиампер и более. Для составных транзисторов эти напряжения следует удваивать.

Падение напряжения на *pn*-переходе у биполярных транзисторов в первую очередь важно тем, что в рабочих режимах оно всегда имеется между базой и эмиттером ($U_{\text{бэ}}$). Более того, есть модели работы биполярного транзистора, где именно небольшие изменения напряжения база-эмиттер определяют все остальные процессы в схеме (так называемая модель Эберса-Молла, см. [5, 6]). Еще одним практически важным фактом является зависимость напряжения $U_{\text{бэ}}$ от температуры, которое

составляет для кремниевых транзисторов примерно -2 мВ на каждый градус повышения температуры.

Не забывайте, что само понятие напряжения между базой и эмиттером имеет смысл только для биполярных транзисторов – полевые транзисторы базы не имеют и работают совершенно иначе. Величина $U_{\text{бэ}}$ не зависит от полярности транзисторов – при переходе от $n\text{-}p\text{-}n$ к $p\text{-}n\text{-}p$ меняется только знак напряжения. Для не употребляющихся ныне германиевых транзисторов напряжение на pn -переходе база–эмиттер было примерно вдвое меньше (около $0,3\text{--}0,4$ В), но зато для него был характерен гораздо больший обратный ток утечки (примерно в 100 раз, причем с большой положительной крутизной зависимости от температуры), что приходилось всерьез учитывать при проектировании схем. Так как для кремниевых транзисторов и величина тока утечки, и его зависимость от температуры намного меньше, то учитывать этот параметр приходится только в самых микромощных схемах при особых условиях применения.

Коэффициент усиления по току биполярных транзисторов

Коэффициент усиления биполярного транзистора по току есть отношение установившегося коллекторного тока $I_{\text{к}}$ к заданному току базы $I_{\text{б}}$ (т. е. току через переход база–эмиттер). Существует два понятия коэффициента усиления по току: *коэффициент усиления по току в режиме большого сигнала* (его обозначают буквой β) и *в режиме малого сигнала, иначе передачи тока в статическом режиме* ($h_{21э}$; в западных обозначениях h_{FE}). Разница между ними для нас несущественна, в справочниках указывают иногда тот, иногда другой (для маломощных транзисторов имеет место чаще всего параметр $h_{21э}$, для мощных – β).

Величина коэффициента усиления имеет существенный разброс значения от экземпляра к экземпляру, и даже для конкретного экземпляра транзистора не является константой, а меняется при изменении температуры и рабочих токов. Ток коллектора в правильно включенном биполярном транзисторе (см. основные режимы включения далее в этой главе) определяется нагрузкой в коллекторной или эмиттерной цепи, а не коэффициентом усиления. Поэтому на практике коэффициент усиления биполярного транзистора служит лишь в качестве порога для определения максимально достижимого тока коллектора при заданном токе базы. Для современных маломощных биполярных транзисторов $h_{21э}$ может находиться в пределах до нескольких сотен и более, потому с достаточным запасом можно принять этот коэффициент равным значению 100. Для транзисторов средней и большой мощности коэффициент усиления меньше, лежит в пределах нескольких десятков, и без боязни ошибиться можно принимать его равным 10, в критичных случаях уточняя значение по справочнику.

Подробности

Полевые транзисторы управляются не током (базы), а напряжением (на затворе). Неким аналогом коэффициента усиления по току биполярных транзисторов может для полевых транзисторов служить крутизна характеристики S . Она равна отношению изменения выходного тока (тока стока) I_c к изменению напряжения на затворе U_z . Вообще говоря, такой параметр можно вывести для любого усилительного прибора (транзистора, лампы), но для биполярных транзисторов это не имеет особого смысла, так как крутизна их характеристики не является константой ни в каком приближении и сильно зависит от конкретного режима. На практике крутизна характеристики и для полевых транзисторов применяется редко, так как более-менее постоянной величиной она становится лишь для больших значений тока стока.

Граничные значения параметров транзисторов

Основным критерием для выбора транзисторов служат максимально допустимые (граничные) значения их параметров. Смысл этих параметров понятен из названий, потому просто кратко перечислим главные из них:

- максимальное значение напряжения эмиттер–коллектор $U_{кэ\max}$ (для полевых – сток–исток $U_{си\max}$);
- максимальный ток коллектора $I_{к\max}$ (для полевых – ток стока $I_{с\max}$);
- максимальная рассеиваемая мощность P_{\max} .

Следует отметить, что последний параметр – максимальная рассеиваемая мощность – для мощных транзисторов имеет порядок десятков и иногда даже сотен ватт. Разумеется, если вы заставите «голый» транзистор рассеивать такое количество тепла, он, скорее всего, просто расплавится. Поэтому надо иметь в виду, что мощные транзисторы обязательно следует устанавливать на теплоотводящие радиаторы, а максимально рассеиваемая мощность лишь указывает на величину количества тепла, которое транзистор может рассеять в принципе.

Для полевых транзисторов, используемых в качестве ключей, большое значение имеет также параметр под названием *статическое сопротивление открытого канала сток–исток* ($R_{си}$ или в западных обозначениях R_{ds}). У хороших ключей оно имеет порядки миллиом, т. е. потери при пропускании тока крайне малы, а КПД таких ключей может достигать 98-99 % и более.

И два слова о частотных свойствах транзисторов. Большинство современных маломощных биполярных типов способно работать при частотах до десятков–сотен мегагерц, что перекрывает львиную долю потребностей и специального подбора транзисторов не требует (кроме радиочастотных схем). Мощные биполярные транзисторы куда менее «шустрые» (порог – несколько мегагерц), но в звуковых усилителях и они работают без проблем.

А вот для полевых ключей имеют значение не столько собственно частотные свойства, сколько задержки при зарядке емкости затвор–канал (входной емкости $C_{вх}$ или $C_{ин}$), которая может составлять до нескольких тысяч пикофарад. Для частых переключений (десятки кГц и более) эта величина достаточно велика, чтобы приводить к существенным потерям мощности. Поэтому затвор полевого ключевого транзистора в мощных переключателях управляется от специальной схемы-драйвера, ускоряющей переключение.

Эксперимент 11. Ключевой режим биполярных транзисторов

Материалы и оборудование:

- источник питания 12 В (сетевой адаптер или лабораторный блок питания);
- транзистор *n-p-n* BC337 (можно заменить на BC547 или отечественный КТ3102);
- резистор 100 Ом, 1 Вт;
- резисторы (0,25 Вт) 1 кОм, 10 кОм;
- переменный резистор 100 Ом, 1 Вт (лучше проволочный типа ППБ);
- малогабаритная лампочка накаливания 12 В, 50 мА (0,6 Вт);
- тумблер;
- мультиметр.

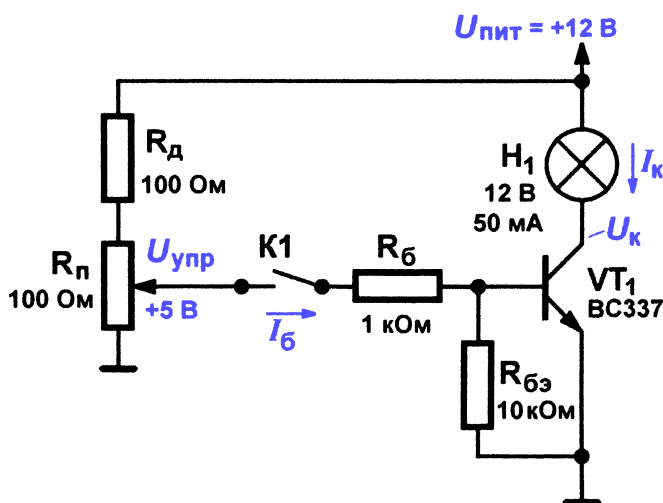


Рис. 4.1. Схема для изучения ключевого режима биполярных транзисторов

Схема, показанная на рис. 4.1, моделирует транзисторный ключ для управления достаточно мощной нагрузкой от маломощных выводов микроэлектронных компонентов с питанием 3–5 В. Делитель напряжения из постоянного резистора R_d и переменного R_n имитирует выход таких устройств и позволяет изменять управляющее напряжение $U_{упр}$ от пяти с небольшим вольт в сторону уменьшения. Нагрузка здесь для наглядности представлена в виде 12-вольтовой миниатюрной лампочки накаливания, но это может быть, например, обмотка реле, управляющего еще более мощными устройствами.

N-p-n-транзистор VT1 типа BC337 имеет предельно допустимый ток коллектора в несколько сотен миллиампер, потому нагрузку с током 50 мА он «потянет» заведомо, лишь бы в процессе работы не превышалась предельно допустимая мощность для этого транзистора, равная 0,6 Вт. Наша задача – проверить напряжения и токи в схеме и определить, не выходят ли они за пределы допустимых значений. Для этого при разомкнутом тумблере K1 с помощью движка переменного резистора R_n установите на выходе делителя напряжения напряжение 5 В и замкните тумблер. Лампочка должна загореться. Проверим, все ли мы правильно настроили.

Схема включения транзистора в ключевом режиме представляет собой схему с общим эмиттером, в которой произведение тока базы I_b на коэффициент усиления транзистора $h_{21э}$ заведомо меньше тока нагрузки в коллекторе I_k . Под это условие подгоняется сопротивление резистора $R_{бэ}$, исходя из известного потребления нагрузки. В данном случае ток в нагрузке известен из характеристик лампочки и составляет 50 мА. Задаемся коэффициентом усиления транзистора, равным 100, откуда $I_b > I_k/h_{21э} = 0,5$ мА, т. е. ток в базе должен быть не менее 0,5 мА. Сопротивление токозадающего резистора в цепи базы $R_{бэ}$ должно быть не больше, чем величина $(U_{упр} - U_{бэ})/I_b$ или $(5 В - 0,7 В)/0,5 = 8,6$ кОм. Если $R_{бэ}$ меньше этой величины, то условие $I_b > I_k/h_{21э}$ выполняется.

В данном случае $R_{бэ} = 1$ кОм, т. е. условие выполняется с восьмикратным запасом. Этот запас уменьшится, если установить отечественный транзистор КТ3102, у которого коэффициент усиления $h_{21э}$ меньше, чем у импортных аналогов. Но все равно мы можем в несколько раз увеличить сопротивление резистора $R_{бэ}$, тем самым снизив нагрузку на управляющую цепь, если это необходимо.

Резистор между базой и эмиттером $R_{бэ}$ на первый взгляд, тут не нужен, так как в формировании тока базы он не участвует – напряжение между базой и эмиттером всегда около 0,7 В. Тем не менее в данном случае, когда при выключении тумблера база «повисает в воздухе», резистор $R_{бэ}$ необходим для надежной «привязки» базы к нулевому потенциалу «земли». Без него транзистор может приоткрываться паразитными токами утечки в pn-переходе база–эмиттер, и схема будет работать нестабильно

(а старые германиевые транзисторы в таких же условиях могли безвозвратно сгорать). Резистор $R_{бэ}$ не требуется обязательно устанавливать только в том случае, если при выключении ключа базовая цепь и без того оказывается подключенной к потенциалу «земли» (как, например, при работе от выхода логической микросхемы). В утешение можно сказать, что сопротивление этого резистора принципиального значения не имеет, и при достаточно высоком напряжении $U_{упр}$ (более нескольких вольт) может находиться в пределах от двух-трехкратного значения сопротивления в базе $R_б$ до нескольких десятков и даже сотен килоом.

Теперь рассмотрим сторону коллектора, т. е. выхода ключа. При разомкнутом тумблере К1 резистор $R_{бэ}$, как мы говорили, «привязывает» базу к «земле», и ток в нее не течет. Транзистор заперт, и напряжение на коллекторе $U_к$ оказывается равным напряжению питания коллекторной цепи. Соответственно, ток через нагрузку не течет, лампочка погашена. При замыкании тумблера и появлении тока базы необходимой величины транзистор открывается, и начинает идти ток через лампочку. Если измерить напряжение на коллекторе открытого ключа $U_к$, то оно окажется почти равным потенциалу «земли», превышая его всего на 0,1–0,3 В, в зависимости от величины тока. Транзистор находится в режиме насыщения, и это является недостатком биполярного ключа – время выхода из этого режима (время выключения ключа) оказывается довольно большим в сравнении с временем включения.

Можно аккуратно провести эксперимент по снижению тока базы и определению пределов, в которых транзистор еще способен работать в качестве ключа. Для этого следует медленно вращать движок потенциометра делителя напряжения в сторону уменьшения управляющего напряжения $U_{упр}$. Одновременно обязательно контролируйте напряжение на коллекторе транзистора. При каком-то значении $U_{упр}$ (близком к значению 1–2 В) напряжение $U_к$ начнет расти – транзистор переходит из ключевого в линейный усилительный режим. Эксперимент следует прекратить, когда $U_к$ увеличится до значения около 2 В. При этом значении выделяющаяся на транзисторе мощность составит около $50 \text{ мА} \cdot 2 \text{ В} \approx 100 \text{ мВт}$, что находится в пределах допустимой мощности для всех указанных типов транзисторов. Если измерить точные значения тока базы и коллектора в этом состоянии, через их отношение можно подсчитать коэффициент усиления $h_{21э}$ для данного экземпляра транзистора.

Подробности

Обычный биполярный транзистор в простейшей схеме (рис. 4.1) оказывается довольно плохим ключом. Закрывается он довольно быстро, а вот открывается медленно, с большим участком постепенного нарастания коллекторного тока и напряжения на выходе. Это явление обусловлено тем фактом, что во избежание протекания тока в закрытом состоянии и для снижения остаточного

коллекторного напряжения мы вводим транзистор в состояние глубокого насыщения, и рассасывание зарядов в $p\text{-}n$ -переходах при выходе из него происходит медленно. Этот факт можно проверить наглядно, если подать на вход ключа (рис. 4.1) прямоугольное напряжение с любого генератора (см. главу 6) частотой несколько десятков килогерц и рассмотреть на экране осциллографа форму коллекторных импульсов.

На низких частотах это явление не сказывается на работе ключа, потому подключать светодиоды и реле таким способом можно безбоязненно. Но на более-менее высоких частотах это приводит к потерям мощности и сильному ограничению диапазона рабочих частот схемы. Потому во всех применениях, где требуется быстрое переключение (в логических микросхемах, в компараторах и т. д.), простой ключ не используют, а строят более сложные схемы, где ключ либо не доводится до состояния глубокого насыщения, либо достигается ускоренный вывод из него. Этим же явлением, кстати, объясняется и тот факт, что полевые МОП-транзисторы, в которых никаких насыщений не наблюдается, в ключевых схемах работают куда лучше, несмотря даже на высокую входную емкость (см. Эксперимент 12).

Транзистор в описанной простейшей схеме с общим эмиттером обладает плохими качествами с точки зрения усиления сигнала произвольной формы. Любой сигнал, отличающийся от простого перепада напряжения, будет передаваться с недопустимо большими искажениями (подробнее см. книгу Р. А. Свореня [1], главу 10; 6,7). Зато из ключевой схемы можно «выжать» максимально возможное усиление напряжения при надлежащем подборе резисторов в базе и в нагрузке. В дальнейшем мы рассмотрим вопрос о том, как можно стабилизировать режим работы транзистора и построить настоящий усилитель для сигнала сложной формы.

Задание

1. Соберите схему, показанную на рис. 4.1. Измерьте значения токов (I_{κ} , I_{θ}) и напряжений (U_{κ} , $U_{\theta\text{э}}$, $U_{\text{упр}}$) в схеме при замкнутом и разомкнутом состоянии тумблера $K1$ и сравните с приведенными в тексте. Проведите описанный в тексте опыт введения транзистора в активный режим при смещении движка потенциометра $R_{\text{п}}$.

Эксперимент 12. Ключевой режим полевых транзисторов

Материалы и оборудование:

- источник питания 12 В (сетевой адаптер или лабораторный блок питания);

- полевой транзистор IRLU8256 с n -каналом (можно заменить на IRLU8259 и некоторые другие производства фирмы International Rectifier и буквами IRL в наименовании);
- переменный резистор 510 Ом;
- резистор 510 Ом, 10 кОм, 0,25 Вт;
- лампочка накаливания 12 В, 0,5 А (6 Вт);
- тумблер;
- мультиметр.

Схема для проверки работы полевого транзистора в качестве ключа показана на рис. 4.2. Она аналогична предыдущей схеме (рис. 4.1), но содержит меньше деталей и может коммутировать гораздо более мощную нагрузку, при этом предъявляя меньше требований к источнику управляющего напряжения.

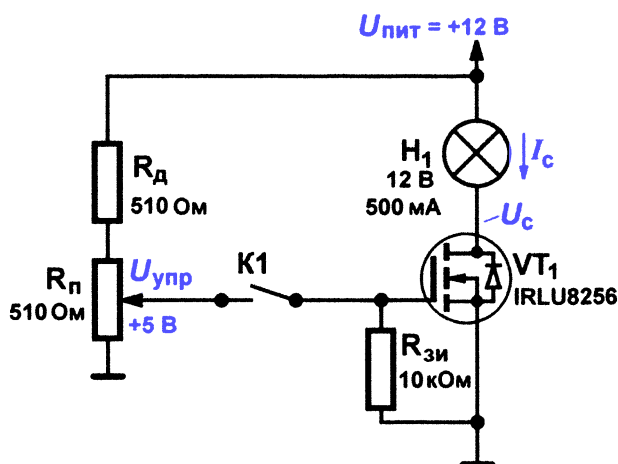


Рис. 4.2. Схема ключевого режима полевых транзисторов

Обратите внимание на мощность лампочки, играющей роль нагрузки: для нее указан вдесятеро больший ток, чем ранее. И тем не менее делитель для формирования управляющего напряжения гораздо меньше по мощности (его сопротивление порядка килоома против 200 Ом ранее). Мощность источника управляющего напряжения можно было бы и еще снизить, а мощность нагрузки (лампочки) повысить без ущерба для работы схемы. Можете эти утверждения проверить, однако не снижайте уровень входного напряжения ниже 4 В – в этом случае транзистор при больших токах (порядка нескольких ампер и более) может не открываться полностью и сгореть от перегрева.

По этим причинам полевые МОП-транзисторы (в западном стиле они называются MOSFET) в качестве ключей в настоящее время получили широкое распространение. Они гораздо ближе к управляемому

напряжением резистору, чем биполярные. Указанный тип транзисторов (IRLU8256) при управляющем напряжении 4,5 В может иметь сопротивление канала сток–исток всего 8,5 мОм при допустимом токе до 50–80 А и напряжении 25 В. Иными словами, такой транзистор может коммутировать мощность более киловатта, управляясь непосредственно от выхода микросхемы с питанием 5 В.

При экспериментах, конечно, не следует доводить ток нагрузки до подобных значений: несмотря на сверхмалое сопротивление, на транзисторе будет выделяться существенная мощность, и его следует в таком случае обеспечить радиатором для отвода тепла. Но безопасный ток для такого коммутатора без каких-либо дополнительных мер все равно составит не менее нескольких ампер, что достаточно большая величина.

Мы специально выбрали тип ключевого полевого транзистора, который может управляться непосредственно от выхода низковольтного источника с напряжением не более 5 В. Ориентиром может служить величина параметра под названием «пороговое напряжение затвора» (Gate Threshold Voltage) – оно не должно превышать 2–3 В (в изделиях фирмы International Rectifier на это указывают буквы IRL в наименовании). Большинство полевых транзисторов-ключей, особенно высоковольтных, требуют для полного открытия гораздо больших уровней управляющего напряжения – обычно 8–10 В, иногда и более. Наш тип транзистора при управляющих 10 В тоже еще больше уменьшит сопротивление канала (до 4–5 мОм), хотя для большинства задач это и не принципиально.

Подробности

Эту идеалистическую картину несколько портит наличие у полевых транзисторов большой входной емкости (емкости затвор–канал). Например, у нашего IRLU8256 она составляет почти 1,5 нФ. Токи заряда и разряда этой емкости будут перегружать выход источника и затягивать процесс переключения. От этого возрастают потери, снижается КПД схемы, а транзистор начинает греться. В реальности на частотах до нескольких сотен герц при не слишком больших токах нагрузки вполне можно подключать затвор транзистора напрямую к выходу микросхем (лучше даже дополнительно добавить в затворную цепь резистор 10–20 Ом, ограничивающий перегрузку выхода источника при заряде емкости затвора). Но при применениях таких ключей на частотах в десятки килогерц, и тем более при больших токах нагрузки приходится принимать меры для снижения потерь на переключение. Они состоят во включении между затвором и источником управляющего сигнала специальных драйверов, ускоряющих процесс заряда емкости затвора.

Задания

1. Соберите схему, показанную на рис. 4.2. Померьте напряжения на стоке (U_c) в замкнутом и разомкнутом положении ключа K1, а также на затворе ($U_{упр}$).

2. Попробуйте проделать опыт введения транзистора в активный режим, аналогичный описанному в предыдущем разделе: аккуратно снижайте $U_{\text{упр}}$, пока напряжение на стоке не начнет повышаться. Отметьте значение $U_{\text{упр}}$ в этом состоянии и сравните со справочным значением напряжения порога (Gate Threshold Voltage, для указанного транзистора IRLU8256 оно находится в пределах 1,35–2,35 В).
3. Попробуйте аккуратно заменить нагрузку на более мощную. При наличии источника питания достаточной мощности, например, можно подключить электродвигатель от шуруповерта на 12–14 В мощностью до 50 Вт (т. е. с током до 4–5 А). Приготовьтесь быстро отключить питание, если транзистор начнет перегреваться. Однако при минимальной длине соединяющих проводов температура транзистора должна оставаться в безопасных пределах.

Эксперимент 13.

Эмиттерный повторитель (схема с общим коллектором)

Материалы и оборудование:

- источник питания 12 В (сетевой адаптер или лабораторный блок питания);
- биполярный *n-p-n*-транзистор КТ817 (можно заменить на импортные BD135, BD137 или BD139);
- переменный резистор 510 Ом;
- резистор 220 Ом, 0,25 Вт;
- нагрузочные резисторы 43 Ом (1 Вт), 220 Ом, 430 Ом (0,25 Вт);
- переключающий тумблер;
- мультиметр.

Схема включения биполярного транзистора с *общим коллектором* (о. к.) показана на рис. 4.3. Помня, что напряжение между базой и эмиттером не выходит за пределы 0,6–0,7 В, приходим к выводу, что выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ такой схемы должно быть меньше входного $U_{\text{вх}}$ именно на эту величину. Поэтому схема с общим коллектором иначе называется *эмиттерным повторителем*, поскольку выходное напряжение повторяет входное, за вычетом 0,6–0,7 В.

Схема на рис. 4.3 усиливает сигнал по току (максимально – в количество раз, определяемое величиной $h_{21э}$). Это равносильно тому, что собственное входное сопротивление этой схемы примерно в $h_{21э}$ больше того сопротивления, которое стоит в цепи эмиттера. Поэтому в этой схеме мы можем подавать на «голый» вывод базы напряжение без опасности сжечь переход база–эмиттер. Если вы последовательно включите

разные значения $R_{\text{н}}$, равные 43, 220 и 430 Ом, то мультиметр не покажет почти никакой разницы ни на выходе (на эмиттере транзистора), ни на входе (на базе). Учтите, что в процессе экспериментов транзистор нельзя оставлять с «голой» (никуда не подключенной) базой при включенном питании, поэтому здесь указан переключающий тумблер К1, с помощью которого базу можно временно подключать к «земле». Резистор между базой и «землей» (как на рис. 4.1) в схеме эмиттерного повторителя обычно не устанавливают, если только к этому нет специальных причин – он потребляет лишний ток и может нарушать режимы предыдущих каскадов усиления.

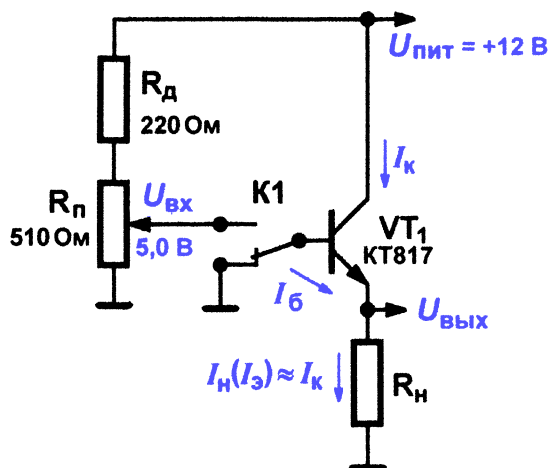


Рис. 4.3. Схема включения биполярных транзисторов с общим коллектором

Рассмотрим подробнее, что происходит с токами и напряжениями в этой схеме. Прежде всего у вас может возникнуть вопрос – почему такая небольшая нагрузка выбрана в качестве самой мощной? Минимальное сопротивление $R_{\text{н}}$ в перечне указано равным 43 Ом, что, согласно расчетам выходного напряжения ($U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} - 0,7 \text{ В}$), соответствует току через транзистор $I_{\text{к}} = 100 \text{ мА}$. Транзистор КТ817 – средней мощности и спокойно выдерживает токи до 3 А. Однако если вы измерите напряжение на транзисторе (между коллектором и эмиттером), то оно окажется около 7 В – понятно, что разнице между $U_{\text{пит}}$ и $U_{\text{вых}}$ больше деваться некуда. То есть при токе 100 мА на транзисторе будет выделяться примерно 0,7 Вт тепла (больше, чем на нагрузке), и его корпус будет греться весьма ощутимо. При бóльшей нагрузке транзистор придется снабжать теплоотводом.

Но тут надо отметить и другое обстоятельство: входное сопротивление эмиттерного повторителя примерно равно сопротивлению нагрузки в эмиттерной цепи, умноженному на коэффициент передачи тока

$h_{21э}$ используемого транзистора. У транзисторов средней мощности он не очень велик (например, у КТ817Г равен 25). То есть в худшем случае входное сопротивление схемы при нагрузке 43 Ом будет составлять всего около 1 кОм. Такое сопротивление существенно шунтирует потенциометр делителя R_{π} , и именно поэтому мы уменьшили величину сопротивления резистора R_d – сохранив значение 510 Ом, как в предыдущей схеме, мы могли бы не добиться нужного значения входного напряжения. То есть схемы эмиттерных повторителей требуют достаточно тонкого расчета.

Зато такая схема исключительно стабильна. В пределах возможностей выбранного транзистора на выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ и ток коллектора I_k не действуют ни температура, ни колебания параметров. Это отличная иллюстрация к применению принципа отрицательной обратной связи: стабилизация происходит потому, что схема *охвачена стопроцентной отрицательной обратной связью по напряжению*. Правда, и усиление мы здесь наблюдаем только в отношении тока: все колебания напряжения выхода тут же полностью вычитаются из входа, и изменений не происходит. Зато в простейшей схеме с общим эмиттером (см. Эксперимент 11) усиление по напряжению было на высоте. В «Практикуме» к главе 10 книги Р. А. Свореня [1] показано, как можно объединить схемы с общим эмиттером и общим коллектором, за счет чего получить усиление и по току, и по напряжению для сигнала произвольной формы. Построение полноценного усилителя звуковой частоты мы обсудим в главе 5.

Задание

1. Соберите схему согласно рис. 4.3. Измерьте токи и напряжения, указанные на схеме, в обоих положениях ключа К1 и сравните с приведенными в тексте значениями. Измерьте разницу между $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{вых}}$ во включенном состоянии (при верхнем положении К1) и определите, насколько она отличается от теоретической величины.

Глава 5

Усилители

Представление об усилителях с точки зрения разработчика 1960–70-х годов излагается в главе 10 книги Р. А. Свореня [1]. В этой главе мы кратко рассмотрим, что представляют собой усилители на более современной элементной базе. Разновидностей усилителей, конечно, очень много, и далеко не все они представляют интерес для сегодняшнего любителя электроники. Мы попробуем пощупать руками только две важнейшие для практики разновидности: операционные усилители и усилители мощности звуковой частоты (УМЗЧ). Но начнем мы с основы – транзисторных каскадов усиления, лежащих в основе любого современного усилителя.

Эксперимент 14.

Дифференциальный усилительный каскад

Материалы и оборудование:

- два источника питания 9 В (сетевые адаптеры или лабораторный блок питания);
- транзистор *n-p-n* BC337, 2 шт. (можно заменить на BC547 или отечественный КТ3102);
- резисторы (0,25 Вт) 22 Ом, 10 кОм (4 шт.);
- мультиметр.

В «Практикуме» к главе 10 книги Р. Свореня [1] приведен пример усилительного каскада на одном транзисторе. Он представляет собой объединение нестабильной, но обладающей высоким коэффициентом усиления по напряжению схемы с общим эмиттером и не имеющей усиления по напряжению, но зато очень стабильной схемы усиления с общим коллектором (эмиттерного повторителя). Однако в качестве линейного входного каскада усиления в более современной технике, особенно в микроэлектронном исполнении, очень часто применяют дифференциальный каскад. Дифференциальные каскады сегодня вы чаще встретите в составе микросхем, однако их широко применяли еще в ламповые времена, и до сегодняшнего дня их отдельно используют, как мы увидим, в некоторых областях вроде звукотехники.

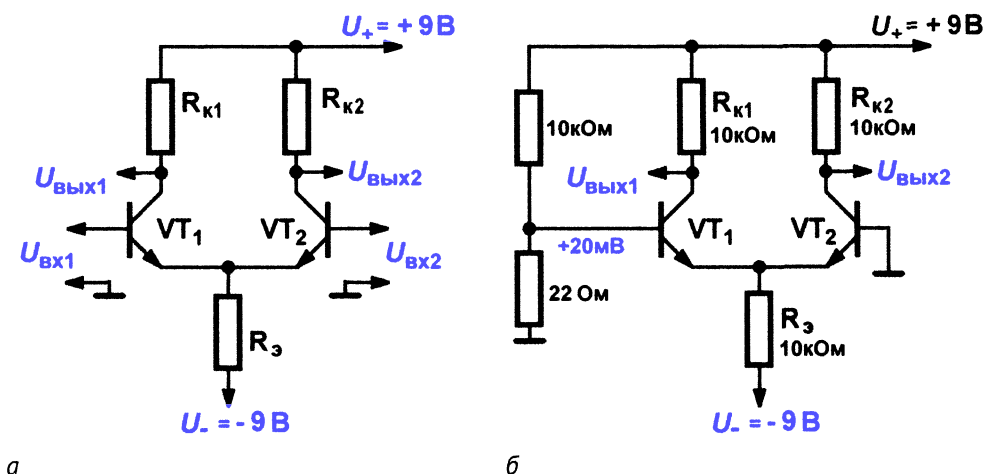


Рис. 5.1. Дифференциальный каскад на биполярных $p-p$ -транзисторах:
 а – общая схема; б – рабочий вариант

Дифференциальный каскад представляет собой пару двух одинаковых транзисторов, соединенных эмиттерами (рис. 5.1а). Питание каскада, как видите, двухполярное (в плюс и минус относительно «земли»), но сама по себе схема никак к «земле» не привязана. Питание всего каскада можно рассматривать как однополярное (и равное в нашем случае $9 + 9 = 18$ В), просто входной сигнал должен находиться где-то посередине между питаниями. Ради удобства проектирования схем источник входного напряжения всегда привязывают к «земле», потенциал которой находится посередине между потенциалами источников питания самого каскада. То есть общее питание рассматривают как разделенное на две половинки: положительное U_+ и отрицательное U_- , причем в общем случае эти половинки даже не обязательно должны быть одинаковыми. Относительно этой же «земли» мы будем также отсчитывать выходные напряжения $U_{\text{вых1}}$ и $U_{\text{вых2}}$.

Базовые резисторы здесь не требуются: ограничивать входной ток не нужно, точно так же как в эмиттерном повторителе из Эксперимента 13. Входное сопротивление определяется резистором R_3 и коэффициентами усиления транзисторов. С учетом того, что база и эмиттер транзистора всегда привязаны друг к другу, в этой схеме обе базы в рабочем режиме всегда будут иметь одинаковый потенциал. Поэтому если на них подавать один и тот же сигнал, то ничего происходить не будет – току течь некуда, так как все под одним и тем же напряжением. Вся конструкция из двух транзисторов будет смещаться относительно «земли» в соответствии с поданным сигналом, а на выходах почти ничего и не шелохнется. Такой сигнал называют *синфазным*.

Иное дело, если сигналы на входах различаются – их разность будет усиливаться. Такой сигнал называют *дифференциальным*. Это основное

свойство дифференциального усилителя, которое позволяет выделять небольшой сигнал на фоне довольно большой помехи. Помеха одинаково – синфазно – действует на оба входа, а полезный сигнал усиливается.

Зададимся определенными параметрами резисторов (рис. 5.1б). Если соединить обе базы с «землей» (никакого сигнала на входах), то режим схемы довольно просто рассчитать. В точке соединения эмиттеров напряжение будет на 0,6 В ниже «земли». Отсюда ток через резистор R_{Σ} , сопротивление которого 10 кОм, установится на уровне $(9\text{ В} - 0,6\text{ В})/10\text{ кОм} = 0,84\text{ мА}$. Этот ток делится ровно пополам между двумя транзисторами, так что через каждый резистор в коллекторе потечет ток по 0,42 мА и создаст на нем падение напряжения $0,42\text{ мА} \cdot 10\text{ кОм} = 4,2\text{ В}$. Эти вольты вычтутся из положительного питания 9 В, т. е. на каждом из коллекторов установится напряжение относительно «земли», равное 4,8 В. Это примерно половина положительного питания, как и положено для транзисторного каскада, находящегося в линейной области.

Оставим один из входов (например, $U_{\text{вх}2}$) подключенным к «земле», а на другой вход ($U_{\text{вх}1}$) подадим какой-нибудь сигнал, например 20 мВ с делителя напряжения, как показано на схеме. Эти 20 мВ «перекосят» наш дифференциальный усилитель: через транзистор VT1 ток пойдет больше, чем через VT2. Соответственно, на резисторе $R_{\text{к}1}$ напряжение уменьшится (как и положено, каскад с общим эмиттером инвертирует сигнал), а на резисторе $R_{\text{к}2}$ – увеличится. Выходной усиленный сигнал можно снять с коллектора второго транзистора VT₂ ($U_{\text{вых}2}$ окажется не инвертированным относительно входного сигнала). Кстати, в этом случае первый коллекторный резистор $R_{\text{к}1}$ можно удалить вовсе – он не оказывает влияния на режим схемы, так как коллекторный ток все равно задается R_{Σ} . А можно снять сигнал между коллекторами (дифференциальный сигнал $U_{\text{вых}2} - U_{\text{вых}1}$), он будет вдвое больше по амплитуде и не привязан к «земле».

Насколько именно усилит сигнал такая схема? Это зависит от конкретных типов транзисторов и установленного режима. Величина коэффициента усиления в данной схеме составит около 100 на каждое плечо, но эта величина может меняться на несколько десятков в ту или другую сторону. Усиление можно уменьшить, одновременно сделав его более предсказуемым, если ввести по дополнительному небольшому резистору в каждый эмиттер (подробности см. [5]). Но обычно, как вы увидите, это не требуется – дифференциальный каскад используют в сочетании с другими в схемах, охваченных общей обратной связью, а с ее помощью можно установить коэффициент усиления очень точно.

Задания

1. Соберите схему согласно рис. 5.1б. Соедините базы обоих транзисторов с «землей». Измерьте напряжения на обоих коллекторах

$U_{\text{вых1}}$ и $U_{\text{вых2}}$ и в общей точке объединенных эмиттеров. Сравните измеренные значения с изложенным в тексте.

2. Определите коэффициент усиления схемы. Оставьте базу VT_2 заземленной и подайте на базу VT_1 напряжение +20 мВ постоянного тока от делителя, составленного из сопротивлений 10 кОм и 22 Ом (см. схему). Измерьте напряжение $U_{\text{вых2}}$ на коллекторе VT_2 . При макетировании этой схемы на транзисторах BC337 автором получены следующие результаты: в покое (при заземленных обеих базах) напряжение $U_{\text{вых2}}$ составляло 4,7 В, при подаче сигнала 20 мВ оно стало равным 6,3 В. Итого коэффициент усиления по одному плечу составил $6,3 \text{ В} - 4,7 \text{ В} = 1,6 \text{ В} / 20 \text{ мВ} = 80$.

Звуковые усилители мощности (УМЗЧ)

Усилитель мощности звуковых частот (УМЗЧ) должен воспринимать переменное напряжение с предварительных усилителей источников звукового сигнала: микрофонов, звукоосцилляторов, магнитных головок, цифроаналоговых преобразователей в цифровых устройствах – плеерах, смартфонах, компьютерных аудиокартах и т. д. Обычно на выходе таких устройств имеется сигнал переменного напряжения звуковых частот с амплитудой от десятых долей до единиц вольт. Задача УМЗЧ состоит в том, чтобы усилить этот сигнал по напряжению и току, обеспечив достаточную мощность для работы наушников или звуковых колонок.

УМЗЧ должен вносить минимум искажений в усиленный сигнал, обеспечивая строгую линейную зависимость выходного сигнала от входного в заданной полосе частот (обычно от 20 Гц до 20 кГц). Последнее требование выполнить возможно не всегда, но не всегда оно и должно выполняться так уж безукоризненно: например, телефонная связь вполне допускает работу лишь в довольно узкой полосе частот от 300 Гц до 3,5 кГц. Свои ограничения имеют и звукозапись, и традиционные носители (магнитная лента, виниловые диски), и цифровые аудиодиски, как и распространенные цифровые форматы файлов (MP3), «режут» звуковой диапазон, в первую очередь сверху, чаще всего далеко не достигая порога в 20 кГц. Это несколько облегчает задачу конструирования простого УМЗЧ.

Подробности

Следует отметить, что доминирующая часть современных устройств для воспроизведения звука основана на цифровом принципе записи или передачи информации. Поэтому в них преимущественно используются усилители на совершенно ином принципе работы: это ключевой усилитель бинарного сигнала (прямоугольник с размахом от питания до питания), с последующим фильтром

низкой частоты на выходе (так называемые усилители в режиме D). Исходный сигнал для таких усилителей – не аналоговые уровни напряжения, а выход последовательных однобитных ЦАП, например ШИМ-сигнал (см. об этом также Эксперимент 24).

Вместе с тем довольно существенную долю и на рынке, и в любительских конструкциях до сих занимают аналоговые УМЗЧ, причем не только в интегральном исполнении, но и на дискретных элементах, как в Эксперименте 15. Есть даже специальное направление конструирования усилителей на электронных лампах. Скептики любят поиронизировать насчет «теплого лампового звука», но этому есть вполне объективные технические причины. Пожалуй, конструирование усилителей звука – единственная область электроники, где наряду с самыми современными достижениями продолжают сохраняться и развиваться схмотехнические принципы, заложенные еще в середине прошлого века.

Эксперимент 15. Звуковой транзисторный усилитель

Материалы и оборудование:

- два источника питания 15 В, не менее 5 А;
- комплект компонентов для сборки усилителя (см. схему рис. 5.2 и комментарии в тексте);
- два радиатора для транзисторов в корпусе ТО-220, площадью не менее 150 см² каждый, в комплекте с теплопроводящей пастой;
- источник синусоидального сигнала с регулируемой частотой и амплитудой (например, генератор из Эксперимента 23 или 24);
- мультиметр и осциллограф.

Схема УМЗЧ, которую мы построим в этом Эксперименте, является базовой. По таким же принципам построены почти все аналоговые усилители мощности, включая самые «навороченные» и дорогие. Они могут существенно отличаться от нашей схемы в тех или иных деталях, иметь различные «навороты» и дополнения, но все равно в основе их схема будет содержать те же самые узлы. Все эти узлы по отдельности уже изучены нами ранее, но здесь они объединены в единую конструкцию. Даже если вы не будете заниматься конструированием аналоговых усилителей, все равно ее очень полезно изучить, так как заложенные в нее принципы являются общими для многих разделов электроники, в том числе для важнейшего аналогового компонента – операционных усилителей, о которых речь пойдет далее.

Схема приведена на рис. 5.2. Сначала несколько слов о выборе транзисторов и других компонентов. Транзисторы входного дифференциального каскада VT_1 – VT_2 – любые маломощные, отечественные или импортные, с коэффициентом усиления $h_{21Э}$, не менее 100. Транзистор

товить самостоятельно из отмеренных отрезков нихромовой проволоки 0,2–0,4 мм (см. Эксперимент 5). Для удобства использования следует намотать отмеренные отрезки проволоки на обычный двухваттный резистор с большим сопротивлением.

Схема представляет собой транзисторный усилитель напряжения и мощности, стабилизированный обратной связью, с двухполярным питанием ± 15 В. Усилитель охвачен отрицательной обратной связью с выхода на вход через резистор R_5 . Обратите внимание, что в целом усилитель не инвертирует сигнал: он инвертируется дважды после входа (на транзисторе VT_1 и затем обратно на VT_3), а выходной каскад, как эмиттерный повторитель, больше его не переворачивает. Иное дело, если бы мы подавали сигнал на базу VT_2 – относительно этого второго входа сигнал на выходе инвертируется. Поэтому, подавая сигнал с выхода на второй вход, мы его вычитаем из входного – потому и обратная связь получается отрицательная.

По постоянному току эта обратная связь стопроцентная – так как ток через конденсатор C_4 не течет, то резистор R_4 спокойно можно считать «висящим в воздухе». Таким образом, выход с эмиттеров выходных мощных транзисторов VT_4 и VT_5 просто присоединен (через резистор R_5) ко второму входу дифференциального входного усилителя и имеет практически одинаковый с ним потенциал. Из Эксперимента 14 мы знаем, что все эмиттерные и базовые выводы дифференциального усилителя связаны между собой, поэтому на базовом выводе VT_2 будет (при отсутствии сигнала) то же напряжение, что и на базе VT_1 . А база VT_1 привязана к «земле» резистором R_1 – т. е. имеет в состоянии покоя нулевой относительно «земли» потенциал. Получается, что выход усилителя (эмиттеры выходных мощных транзисторов) также привязан к этому же потенциалу, следовательно, на выходе в состоянии покоя будет практически нулевое напряжение, и через динамик ток не пойдет.

Ток покоя входного дифференциального каскада задается резистором R_3 и равен примерно 2 мА. Он делится пополам между VT_1 и VT_2 , т. е. их коллекторные токи составляют по 1 мА. Тогда на базе $p-n-p$ -транзистора VT_3 , включенного по самой простой схеме усиления с общим эмиттером, за счет резистора R_2 потенциал составит как раз величину падения на его переходе база–эмиттер, и он будет слегка приоткрыт, обеспечивая за счет тока в коллекторе потенциал на резисторе R_6 такой, чтобы держать на эмиттерах выходных транзисторов, включенных по схеме с общим коллектором, потенциал, равный нулю.

Если на вход подать сигнал, положительный относительно «земли», то на резисторе R_2 напряжение снизится, транзистор VT_3 приоткроется еще больше, потенциал на базах VT_4 и VT_5 возрастет в положительную сторону. При этом $p-n-p$ -транзистор VT_4 также приоткроется, а $p-n-p$ -транзистор VT_5 закроется. Напряжение на выходе (на эмит-

терах VT_4 и VT_5) повысится, через динамик пойдет ток. Аналогичная история произойдет, если напряжение на входе изменится в отрицательную сторону – откроется нижний p - n - p -транзистор VT_5 , и через динамик пойдет ток в другую сторону.

Цепочка диодов VD_1 – VD_3 (целых пять штук!) между базами выходных транзисторов и низкоомные резисторы R_7 – R_8 между их эмиттерами обеспечивают режим обоих транзисторов такой, чтобы в отсутствие сигнала они были слегка приоткрыты и через выходной каскад протекал небольшой ток. Транзисторы VT_4 и VT_5 включены по схеме с общим коллектором, а, как вы знаете из Эксперимента 13, на выходе эмиттерного повторителя напряжение на величину $U_{\text{бэ}}$ меньше, чем на входе. Если диодов и резисторов не поставить, то в момент перехода входного сигнала через ноль оба транзистора будут заперты, пока напряжение на их базах не превысит 0,7 В в ту или другую сторону – появятся искажения типа «ступенька». У дарлингтоновских транзисторов напряжение $U_{\text{бэ}}$ удвоенное, в сравнении с обычными, поэтому четыре диода компенсируют оба напряжения $U_{\text{бэ}}$, а падение напряжения на пятом приоткрывает транзисторы. При этом через выходные транзисторы течет ток покоя, что уменьшает КПД схемы, зато обеспечивает качество сигнала (так называемый режим АВ).

Рассмотрим, как работает отрицательная обратная связь. По постоянному току, как мы уже выяснили, обратная связь обеспечивает стабильность выходного напряжения покоя – ток через динамик не идет. Кроме того, эта обратная связь поддерживает в нужном режиме транзистор VT_3 , который при ее отсутствии, как мы видели в Эксперименте 11, находился бы в нестабильном состоянии. При подаче переменного напряжения на вход часть выходного напряжения подается обратно на вход дифференциального усилителя в противофазе к входному сигналу, вычитается из него и тем самым его уменьшает. Конденсатор C_4 для переменного напряжения представляет собой малое сопротивление (уже на частоте 10 Гц сопротивление конденсатора C_4 не превышает 340 Ом), поэтому коэффициент обратной связи обусловлен только цепочкой R_5 – R_4 и в данном случае равен $100 \text{ кОм} / 3,3 \text{ кОм} = 1/30$. Поэтому общий коэффициент усиления по напряжению усилителя на холостом ходу равен ровно 30.

Теоретически при полном размахе синусоидального напряжения на выходе усилителя амплитудное значение его может составить 15 В (30 В «от пика до пика»). На самом деле эта величина меньше, так как минимум два вольта теряется с каждой (положительной и отрицательной) стороны за счет падения напряжения на выходных транзисторах VT_4 – VT_5 , на раскачивающем транзисторе VT_3 , на резисторах R_7 – R_8 и т. д. Примем, что максимальная амплитуда на выходе может составить 13 В. Тогда (при условии неискаженного синусоидального сигнала) макси-

мальная амплитуда входного сигнала должна быть не более $13 \text{ В} / 30 = 0,43 \text{ В}$. При больших напряжениях источника сигнала на входе необходимо поставить потенциометр регулировки уровня сигнала.

Подсчитаем мощность, которую можно выжать из такого усилителя на стандартном динамике 4 Ом . Как нам известно из главы 2, действующее значение переменного напряжения равно амплитудному, деленному на $\sqrt{2}$ т. е. оно составит в данном случае $13,5 / 1,41 = 9,2 \text{ В}$. Тогда действующее значение тока составит $9,2 \text{ В} / 4 \text{ Ом} = 2,3 \text{ А}$, а синусоидальная мощность достигнет $9,2 \text{ В} \cdot 2,3 \text{ А} = 21 \text{ Вт}$. Следует подчеркнуть, что это максимально возможная мощность, которую можно выжать из этого усилителя на нагрузке 4 Ом , – реальная может быть меньше. КПД усилителя в режиме АВ можно с запасом считать равным 50% , значит, на каждом из транзисторов будет выделяться около 10 Вт , отсюда и площади необходимых радиаторов, указанные в перечне.

Схема на макете должна быть собрана с максимальной аккуратностью. Все соединительные проводники должны иметь минимальную длину, проводники «земли» и обоих питаний – сечением не менее 1 мм^2 . Обязательно установить конденсаторы по питаниям (C_2 , C_3 , C_6 и C_7 на схеме; они носят наименование «развязывающих»). Причем электролитические C_6 и C_7 устанавливаются рядом со входным разъемом питания, а керамические C_2 и C_3 – поблизости от входного дифференциального каскада. Диоды VD_1 – VD_5 желательно прижать (или попросту приклеить) к радиаторам выходных транзисторов.

Налаживать схему следует на холостом ходу, не подключая динамик. О правильности сборки говорит равенство нулю постоянного напряжения на выходе и на базе транзистора VT_2 . Осциллограф на выходе усилителя должен показывать прямую линию, без каких-либо всплесков (при условии, что вход заземлен, а источники питания достаточно качественно стабилизированные).

При подаче синусоидального сигнала на вход (размах не более $0,8 \text{ В}$) определяете, наблюдаются ли на выходе искажения синусоиды. Искажения типа «ступенька» (излом синусоиды в середине, вблизи нуля напряжения) удаляются подбором резисторов R_7 – R_8 . Начните со значения $0,1 \text{ Ом}$ и повышайте сопротивление, пока «ступенька» не перестанет быть заметной.

Если вы с помощью осциллографа наблюдаете возбуждение («гуление») в виде высокочастотных колебаний на выходе, это значит, что схема нестабильна. Происходит такой эффект от того, что паразитные емкости в схеме поворачивают фазу на какой-то частоте так, что отрицательная связь превращается в положительную и усилитель превращается в генератор (см. главу 6, а также книгу Р. А. Свореня [1], глава 12; 10). Если схема собрана аккуратно, то бороться с этим можно, только ограничивая полосу частот усиления, – коэффициент усиления должен до-

стигнуть значений меньше единицы до достижения критичной частоты. Это можно сделать с помощью конденсатора C_5 , показанного на схеме пунктиром. Чем больше его емкость, тем ниже верхний предел частот, воспроизводимых усилителем, но тем устойчивее схема.

После подачи сигнала на вход и подключения нагрузки работу усилителя также следует проверить на устойчивость. В выходном сигнале на любой частоте должны отсутствовать высокочастотные «призвук» – они свидетельствуют о нестабильности в каких-то режимах. Дополнительно повысить устойчивость можно установкой конденсатора небольшой емкости между базой и коллектором транзистора VT_3 .

В заключение заметим, что, конечно, подобные УМЗЧ рядового качества сегодня целесообразно строить на компонентах в интегральном исполнении (популярная TDA2030, не сходящая со сцены уже не первое и даже не второе десятилетие, тому пример). Однако внутри такие усилители устроены аналогично разобранный схеме, и понимание принципов ее работы может вам оказаться очень полезным.

Задания

1. Соберите схему (рис. 5.2) на макетной плате, соблюдая рекомендации, приведенные в тексте. Не забудьте установить транзисторы на радиаторы через теплопроводящую пасту. Во избежание каких-либо эксцессов оба питания лучше подавать одновременно через сдвоенный тумблер. Проверьте работу схемы на холостом ходу, подберите резисторы R_7 и R_8 , проверьте, не греются ли радиаторы выходных транзисторов. Устраните возбуждение, если оно наблюдается.
2. Включите нагрузку усилителя (на время испытаний вместо динамика можно подключить 15–20-ваттный резистор сопротивлением от 4 до 5 Ом). Проверьте напряжение на ней на холостом ходу (0 В). Подайте сигнал амплитудой не более 0,8 В частотой 1 кГц и проконтролируйте нагрев радиаторов выходных транзисторов. Меняя частоту, определите нижний и верхний частотные пороги усилителя. Порог считается достигнутым, если величина амплитуды на выходе снижается до величины 0,7 от значения на частоте 1 кГц.

Операционные усилители

Операционным усилителем (ОУ) называется дифференциальный усилитель постоянного тока (УПТ) с большим коэффициентом усиления. Наличие в этом определении слов «постоянного тока» не означает, что ОУ усиливают только напряжение постоянного уровня с частотой 0 Гц, это означает, что ОУ могут усиливать сигналы, начиная с частоты 0 Гц. Слова «с большим коэффициентом усиления» означают, что он дей-

ствительно большой – хороший ОУ имеет коэффициент усиления по напряжению порядка нескольких сотен тысяч или даже миллионов.

Дифференциальный вход означает, что всего входов у ОУ два (положительный и отрицательный, или неинвертирующий и инвертирующий, обозначаются они знаками «плюс» и «минус»), а усиливается разница между этими входами. Это подозрительно напоминает дифференциальный усилитель, рассмотренный в Эксперименте 14, и они действительно ближайшие родственники: на входе любого ОУ стоит дифференциальный каскад (несколько, правда, усложненный в сравнении с рис. 5.1). Ранее мы говорили, что дифференциальный каскад усиливает именно разность напряжений (*дифференциальный сигнал*), а одинаковый уровень напряжения на обоих входах (*синфазный сигнал*) игнорирует. Разумеется, подавление действия одинакового напряжения на входах не может быть абсолютным (хотя бы из-за разброса параметров транзисторов), поэтому у ОУ имеется параметр под названием *коэффициент ослабления синфазного сигнала* (КООС), обычно он равен нескольким тысячам. И очень важно, что действие колебаний напряжений питания, в том числе помех, может рассматриваться, как синфазный сигнал, т. е. оно ослабляется в такой же степени.

Питаний у ОУ чаще всего тоже два, как и у дифференциального каскада, – положительное и отрицательное. Только в ОУ доработаны выходные каскады таким образом, чтобы на выходе получить симметричное относительно «земли» напряжение в плюс и минус, и заодно увеличить коэффициент усиления как можно больше. В целом ОУ и наш УМЗЧ из Эксперимента 15 похожи – оба имеют положительный и отрицательный дифференциальные входы, оба питаются от двухполярного источника и дают на выходе почти полный размах напряжения от минуса питания до плюса. Только задачи у них разные, потому в деталях они различаются – конечно, у ОУ нет никакого конденсатора на входе, фильтрующего постоянный уровень, нет и встроенной обратной связи. Собственное усиление (при разомкнутой обратной связи) у схемы на рис. 5.2 не более нескольких сотен, а у ОУ его задают по принципу «чем больше, тем лучше».

А зачем ОУ такое большое усиление? Понятно, что если мы включим ОУ просто так, в «голом» виде, то, даже если мы напрямую соединим оба входа и соединим их на всякий случай с «землей», при таком усилении все равно не получим нуля вольт на выходе. При коэффициенте усиления в миллион раз достаточно разницы на входах в несколько милливольт, чтобы выход вошел в состояние насыщения – т. е. напряжение на нем уравнилось либо с положительным, либо с отрицательным питанием. А такие милливольты всегда присутствуют в любой электронной схеме, хотя бы в виде случайного шума за счет теплового движения молекул. Но чаще всего гораздо больше, чем шум, сказывается небольшая

разница между транзисторами входного дифференциального каскада. На входе как бы всегда присутствует паразитный дифференциальный сигнал, сдвигающий выход в одну из сторон – либо к положительному питанию, либо к отрицательному. Этим «напряжением сдвига» можно пренебречь в обычных применениях ОУ – оно мало в сравнении с обычными уровнями входного сигнала, но его приходится учитывать при построении прецизионных измерительных схем.

Поэтому ОУ чаще всего применяют в схемах с отрицательной обратной связью, стабилизирующей его режим. Несложно показать, что в системе с большим собственным коэффициентом усиления при наличии отрицательной обратной связи установившийся коэффициент усиления будет определяться только характеристиками обратной связи:

$$K_{\text{ус}} = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}} = 1/\beta,$$

где $K_{\text{ус}}$ – коэффициент усиления схемы; $U_{\text{вых}}$ и $U_{\text{вх}}$ – выходное и входное напряжения; β – коэффициент обратной связи, т. е. передачи сигнала с выхода на вход.

Значения $K_{\text{ус}}$ для типовых конкретных схем мы рассмотрим в процессе экспериментов.

Однако есть большая и ныне очень популярная область применения ОУ, где обратная связь не требуется, наоборот, нередко применяется положительная. Это использование ОУ в качестве компаратора для сравнения двух напряжений. Из-за высокого коэффициента усиления превышение напряжения на одном входе и напряжения на другом на несколько милливольт или даже микровольт (в зависимости от конструкции компаратора) уже заставляет выходное напряжение переброситься от одного уровня питания к другому. Наиболее широко это применяется в устройствах сопряжения аналогового и цифрового сигналов: аналогово-цифровых и цифроаналоговых преобразователях. Но есть у компараторов и другие области применения, с которыми мы познакомимся далее в этой главе.

Прежде чем приступить к практическим примерам, уясним несколько основных правил, которым подчиняется работа операционного усилителя:

- входы ОУ не потребляют тока;
- если напряжение на положительном (неинвертирующем) входе превышает напряжение на отрицательном (инвертирующем) входе, то на выходе ОУ – положительное напряжение. И наоборот: если напряжение на отрицательном входе превышает напряжение на положительном входе, то на выходе ОУ – отрицательное напряжение;
- ОУ с отрицательной обратной связью всегда стремится к состоянию, в котором потенциалы положительного и отрицательного входов равны между собой.

У ОУ есть несколько ключевых параметров, по которым их отбирают для конкретных применений. Это допустимое напряжение питания, которое, кстати, может быть и однополярным. Однополярное питание равно сумме двухполярных, поэтому запись $U_{\text{пит}} = +6$ В равносильна записи $U_{\text{пит}} = \pm 3$ В. Предполагается, что в случае однополярного питания уровень входного и выходного сигнала находятся где-то между питанием и «землей», часто с образованием искусственной средней точки. Второй важный параметр – допустимый уровень входных сигналов относительно напряжений питания. Сигналы вблизи минусового и плюсового питания обычный ОУ просто не воспринимает, но можно создать ОУ, у которого допустимая разница будет сведена почти к нулю (к долям вольта или даже милливольтам). Третий – уровни выходного напряжения. У обычных ОУ выходной сигнал в состоянии насыщения всегда отличается от напряжений питания минимум на 1 В, но есть ОУ, у которых максимальный и минимальный выходной уровень сигналов почти совпадает с напряжениями питания. Свойство работать с сигналами вблизи уровней питания носит название Rail-to-Rail (соответственно, по входу и/или по выходу; Rail-to-Rail означает в переводе «от шины до шины»). Наконец, у ОУ есть выходное сопротивление, причем мощность ОУ обычно невелика, и допустимая нагрузка должна быть не менее нескольких килоом без заметного «проседания» выхода.

Частотные свойства ОУ определяет так называемая *частота единичного усиления* – частота, на которой собственный коэффициент усиления обращается в единицу. Для большинства ОУ она устанавливается навсегда в процессе производства, иначе они начинали бы возбуждаться на высоких частотах, когда поворот фаз достигает 180° и отрицательная обратная связь превращается в положительную (см. главу 11 книги Р. А. Свореня [1], а также раздел «Гармонические генераторы» главы 6 этой книги). Поэтому ОУ – чаще всего низкочастотные приборы, у которых единичная частота не превышает 1–3 МГц, но есть отклонения как в ту, так и в другую сторону, так что этот параметр надо проверять (существуют ОУ с частотой единичного усиления и 60 кГц, и 80 МГц). Учтите, что спад усиления начинается задолго до этой частоты, потому рабочая полоса частот схемы без существенных искажений сигнала при установлении достаточно большого коэффициента усиления обычно в десятки раз меньше частоты единичного усиления. Для облегчения расчетов в спецификациях ОУ приводится величина, называемая *скоростью нарастания* (она связана с частотой единичного усиления, но не всегда однозначным образом). Для неискаженной передачи синусоидального сигнала, частота которого равна f герц, а амплитуда A вольт (на выходе), минимальная скорость нарастания V_s должна быть равной $2\pi \cdot A \cdot f$ В/с, или $2\pi \cdot A \cdot f \cdot 10^{-6}$ В/мкс.

Подробности

Разберем пример расчета частотной полосы ОУ. В экспериментах далее максимальная амплитуда сигнала при питании ± 12 В составит около 11 В. Подсчитаем необходимую скорость нарастания для перекрытия самой важной части звукового диапазона до 10 кГц. Из формулы выше $V_s = 6,28 \cdot 10 \cdot 10^4 \cdot 10^{-6} \approx 0,7$ В/мкс. У ОУ $\mu A741$ и его отечественного аналога К140УД7 паспортная скорость нарастания равна 0,5 В/мкс, так что они должны обрезать сигнал достаточного размаха уже где-то на 7-8 кГц. Для перекрытия всего звукового диапазона до 20 кГц лучше выбирать ОУ со скоростью нарастания не менее 2–3 В/мкс.

Чем меньше коэффициент усиления схемы, тем больше может быть ее рабочая частота без искажения сигнала. Некоторые ОУ имеют входы коррекции частоты единичного усиления, что позволяет максимально расширить частотный диапазон в конкретной схеме включения, избегая самовозбуждения.

Есть еще прецизионные ОУ, у которых нормированы сдвиги входного дифференциального каскада и особенно их температурный дрейф. Мы будем пользоваться только ОУ общего применения со средними параметрами и двухполярным питанием не менее ± 12 В.

Давайте познакомимся с типовыми схемами на ОУ подробнее.

Подробности

Кстати, тут выше нигде не упоминаются микросхемы. Что, ОУ мы будем гордиться на транзисторах, как УМЗЧ? Понятие «операционный усилитель» возникло задолго до появления микросхем, еще во времена электронных ламп. Когда-то, до появления цифровых компьютеров, математические операции проводили на аналоговых вычислительных машинах (АВМ), главным компонентом которых были как раз операционные усилители на лампах (от «операций» и пошло название «операционный»). Появление микросхем перевернуло эту отрасль и значительно расширило сферу применения ОУ. Дело в том, что в микроэлектронном исполнении, во-первых, характеристики транзисторов, выращенных на одной подложке, гораздо ближе друг к другу, чем у дискретных, и меняются с изменением температуры одинаково, потому такой дифференциальный каскад гораздо ближе к идеальному. Во-вторых, количество использованных транзисторов совершенно не сказывается на стоимости микросхемы, так что доводить схему до идеала можно сколько угодно. Потому стало возможно производить ОУ с уникальными свойствами, недостижимыми на дискретных элементах. Аналоговые математические операции как раз почти ушли в прошлое из-за появления цифровых устройств, зато появились новые задачи. Так что ответ на вопрос, заданный в начале, отрицательный – операционные усилители на дискретных транзисторах сейчас никто не конструирует, даже в учебных целях.

Эксперимент 16.

Неинвертирующий усилитель на ОУ

Материалы и оборудование:

- два источника питания 12 В (сетевые адаптеры или лабораторный блок питания);
- операционный усилитель $\mu A741$ (К140УД7), можно заменить на любой общего назначения с напряжением питания не менее ± 12 В и частотой единичного усиления 0,5–1 МГц;
- резисторы (0,25 Вт) 1 кОм, 11 кОм (по 10 шт.), 43 кОм (по 10 шт.) и др.;
- транзистор $n-p-n$ дарлингтоновского типа КТ-972 (можно заменить на любой мощный составной с $h_{21Э}$ не менее 700);
- переменный резистор 10–20 кОм;
- медная или алюминиевая пластина примерно 5×5 см или малогабаритный радиатор для транзистора;
- резистор 10 Ом мощностью не менее 3 Вт;
- мультиметр и осциллограф (по возможности).

Схема неинвертирующего усилителя показана на рис. 5.3а. Двухполярное питание, подразумевающееся в общем случае, можно сделать и однополярным, если «землю» привязать к искусственной средней точке. Чаще всего подключение питания ОУ (как и логических элементов в следующей главе) на схеме не показывают, но иногда это требуется для лучшего понимания работы схемы. Если подключение питания не приведено на схеме, его можно проверить по документации. Для многих микросхем, употребляющихся в наших Экспериментах, разводку выводов можно проверить в приложении 2.

К выходу ОУ подключен делитель напряжения R_1/R_2 , средняя точка которого подключена к инвертирующему входу. Сигнал подается на неинвертирующий вход. Так как входы ОУ не потребляют тока, напряжение на делителе будет таким же, как в отсутствие ОУ. При наличии сигнала $U_{вх}$ ОУ будет стремиться установить такое напряжение $U_{вых}$, чтобы потенциалы входов сравнялись, т. е. на инвертирующем входе также должно установиться напряжение $U_{вх}$. Но напряжение $U_{вх}$ равно $U_{вых} \cdot R_2/(R_1 + R_2)$, поэтому общий коэффициент усиления $K_{ус} = U_{вых}/U_{вх} = (R_1 + R_2)/R_2$ или $K_{ус} = R_1/R_2 + 1$. Это выражение можно вывести быстрее с помощью вышеприведенной формулы $K_{ус} = 1/\beta$, так как коэффициент обратной связи β равен доле выходного напряжения на делителе, равной $R_2/(R_1 + R_2)$.

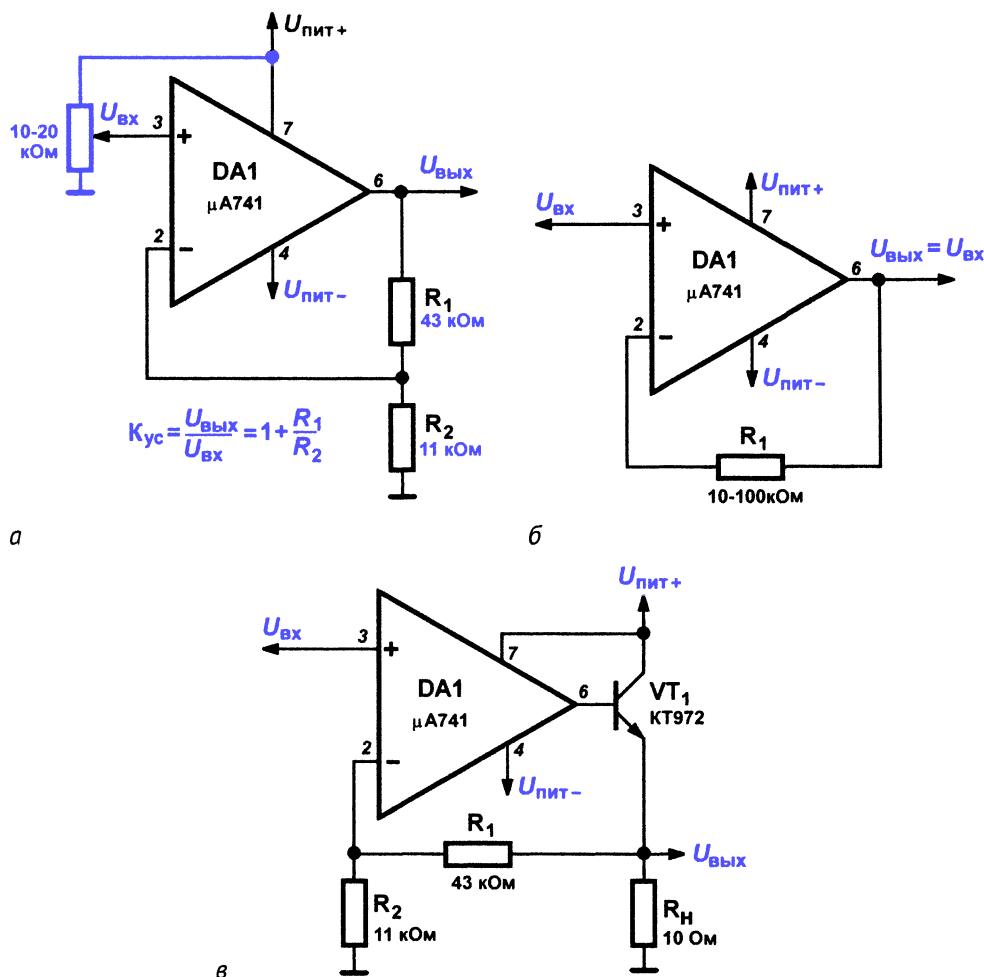


Рис. 5.3. Неинвертирующий усилитель: *а* – полная схема; *б* – повторитель; *в* – неинвертирующий усилитель с мощным выходом

Подробности

Абсолютные значения сопротивлений резисторов обратной связи не имеют принципиального значения (важно только их соотношение). Выбираются их величины, исходя из следующих соображений: так как резистор обратной связи R_1 служит нагрузкой выхода, то его величина для рядовых типов ОУ не должна быть менее нескольких килоом. Но слишком большой номинал тоже не подходит, так как начинают сказываться токи утечки по входу ОУ – они хоть и очень малы (порядка микроампер), но не равны строго нулю. Поэтому обычный номинал резисторов для обратных связей в схемах с ОУ лежит в диапазоне примерно от 5–10 до 200–300 кОм. Это замечание касается и остальных типовых схем, за исключением специальных случаев.

Добавка к соотношению сопротивлений в виде единицы очень важна, так как из-за нее выражение для K_{uc} стремится к единице при увеличении сопротивления R_2 . В пределе резистор R_2 можно удалить вовсе (приравняв его тем самым к бесконечности), и усилитель превратится в повторитель с единичным коэффициентом усиления (рис. 5.3б). Повторитель на ОУ аналогичен по своим свойствам эмиттерному повторителю (см. Эксперимент 13), но лишен его недостатков в виде потери части напряжения на переходе база–эмиттер и относительно небольшого входного сопротивления. Отметим, что резистор обратной связи R_1 в повторителе в принципе не требуется, можно просто перемкнуть инвертирующий вход с выходом. Однако его обычно ставят, чтобы приблизительно уравнивать токи смещения по входам – как бы они ни были малы, но все-таки имеют место.

И просто неинвертирующий усилитель, и повторитель на ОУ обладают массой приятных свойств. Входное сопротивление их стремится к бесконечности, особенно у повторителя, поэтому вы не рискуете «посадить» высокоомный источник сигнала. А выходное сопротивление – к нулю, поэтому нагрузка не окажет влияния на выходной сигнал. Подчеркнем, что эти правила, конечно, действуют в пределах возможностей усилителя – нагрузка не должна быть слишком мощной (как правило, не менее нескольких килоом), а входные и выходные напряжения не должны выходить за рамки допустимых значений для выбранного типа ОУ.

На рис. 5.3в показано, как можно усилить выход неинвертирующего ОУ по току, получив таким образом возможность управлять мощной нагрузкой без боязни перегрузить усилитель. Нагрузка R_n может быть подключена к «земле» (как на рисунке) или к минусу питания. Транзистор выбирается так, чтобы ни при каких условиях не перегрузить выход ОУ, в данном случае выбран дарлингтоновский тип с большим коэффициентом усиления (750–1000). В подобных схемах (мы с ними еще столкнемся) следует учитывать, что разница между напряжением питания и напряжением на нагрузке выделяется на транзисторе VT_1 в виде тепла. Пусть напряжение питания $U_{пит+}$ равно 12 В, установленное напряжение на выходе равно 5 В, R_n равно 10 Ом, т. е. через транзистор течет ток 0,5 А (транзистор КТ972 допускает до 2 А). Разница составит 7 В, что при указанном токе даст 3,5 Вт выделяющегося тепла на транзисторе. Для такой мощности, конечно, уже необходимо ставить транзистор на теплоотвод.

Примеры использования свойств неинвертирующего усилителя и повторителя на ОУ вы увидите в следующей главе (см. Эксперименты 23 и 24).

Задания

1. Соберите схему неинвертирующего усилителя, соответствующую рис. 5.3а, с номиналами резисторов $R_1 = 43 \text{ кОм}$ и $R_2 = 11 \text{ кОм}$. Замкните вход (левый по схеме вывод резистора R_2) на «землю». Проверьте напряжение на выходе $U_{\text{вых}}$. Если оно отличается от нуля, запишите значение смещения на выходе $U_{\text{см}}$ – при точных измерениях его надо вычитать из значения выходного напряжения. Поделив значение $U_{\text{см}}$ на установленный коэффициент усиления (в данном случае 5), получите смещение, приведенное ко входу. Сравните с паспортным значением для выбранного типа ОУ (для $\mu\text{A}741$ 2–4 мВ).
2. Подключите потенциометр вместо источника сигнала, как показано на схеме. Установите с его помощью $U_{\text{вх}} = 1,0 \text{ В}$. Убедитесь, что коэффициент усиления схемы равен $43/11 + 1 \approx 5$, т. е. на выходе должно быть напряжение, близкое к 5 В (не забудьте вычесть $U_{\text{см}}$). Отбирая точные значения сопротивлений из комплекта резисторов, одинаковых по номиналу, выберите сопротивления R_1 и R_2 так, чтобы соотношение было как можно ближе к четырем, и проверьте точно установленный коэффициент усиления.
3. Увеличивая уровень входного сигнала, определите максимально возможное напряжение на выходе (напряжение насыщения выхода). Нагрузите выход на резистор с сопротивлением 1 кОм и проверьте, насколько изменилось напряжение насыщения.
4. Отключите вход усилителя от потенциометра и подайте на него синусоидальный сигнал от любого из гармонических генераторов из главы 6. Установите частоту 100 Гц и уровень сигнала 1 В (амплитудное значение по осциллографу или действующее значение по мультиметру). Измерьте уровень сигнала на выходе – входной сигнал должен усилиться ровно в пять раз. Повышая частоту, но не меняя амплитуды на входе, определите частоту, при которой начнется падение коэффициента усиления до уровня 0,7 от начального. Можно ли выбранный ОУ использовать для усиления сигнала в заузком звуковом диапазоне от 100 Гц до 5 кГц? При возможности замените операционный усилитель на более широкополосный с частотой единичного усиления 3–4 МГц (KP140UD8, TL081 или аналогичный) и проверьте, насколько увеличился частотный порог при таком же коэффициенте усиления.
5. Подайте на вход усилителя частоту с генератора прямоугольных импульсов частотой 100 Гц и амплитудой 1 В и наблюдайте на экране осциллографа искажения формы прямоугольника. Увеличивая частоту, проверьте при каком значении искажения станут неприемлемо большими.

6. Соберите схему повторителя по рис. 5.3б. Подайте на вход постоянный сигнал 1,0 В с потенциометра (как на схеме 5.3а). Проверьте равенство сигналов на входе и на выходе. Увеличивая уровень входного сигнала, проверьте, до какой величины входного и выходного сигналов схема еще выполняет свои функции.
7. Соберите схему усилителя с усиленным выходом по рис. 5.3в. Используйте те же значения R_1 и R_2 , что и в задании 1. Транзистор VT_1 установите на теплоотвод – металлическую пластину или радиатор, указанные в перечне компонентов. Обязательно до первого включения подключите нагрузку, хотя бы небольшую (например, 1 кОм). После отладки ее сопротивление можно уменьшить до 10 Ом. Подайте на вход усилителя уровень 1 В от потенциометра и проверьте уровень сигнала на выходе – он должен сохраниться точно на уровне 5 В. Оцените степень нагрева транзистора и радиатора при нагрузке 10 Ом (если напряжение источника 9 В, то нагрев невелик). Увеличивая входное напряжение, проверьте, насколько снизился порог насыщения выхода из-за использования составного транзистора Дарлингтона. Подумайте, почему это произошло.

Эксперимент 17.

Инвертирующий усилитель на ОУ и аналоговые операции

Материалы и оборудование:

- два источника питания 12 В (сетевые адаптеры или лабораторный блок питания);
- операционный усилитель $\mu A741$ (К140УД7, можно заменить на любой общего назначения с напряжением питания не менее ± 12 В и частотой единичного усиления 0,5–3 МГц);
- счетверенный ОУ LM324;
- резисторы (0,25 Вт) 10 кОм (10 шт.), 30 кОм, 100 кОм (по 5 шт.), 120 кОм и др.;
- конденсатор керамический 0,1 мкФ;
- переменный резистор 1 кОм (2 шт.);
- многооборотный подстроечный резистор 510 Ом;
- мультиметр и осциллограф (по возможности).

В неинвертирующем усилителе из предыдущего эксперимента обратная связь носит название *обратной связи по напряжению*. В отличие от него в инвертирующем усилителе (рис. 5.4) обратная связь имеет характер *обратной связи по току*. Так как здесь неинвертирующий (положительный) вход имеет потенциал «земли», то и инвертирующий (отрицательный)

тоже всегда будет иметь такой же потенциал. Следовательно, от входа через резистор R_2 потечет некий ток ($I_{вх}$). А раз мы договорились, что сам вход ОУ тока не потребляет, то этот ток должен куда-то деваться, и он потечет через резистор R_1 на выход ОУ. Таким образом, входной ток ($I_{вх}$) и ток через резистор обратной связи ($I_{ос}$) – это один и тот же ток. Причем потенциал выхода ОУ вынужденно станет противоположным по знаку потенциалу входа – иначе току некуда будет течь.

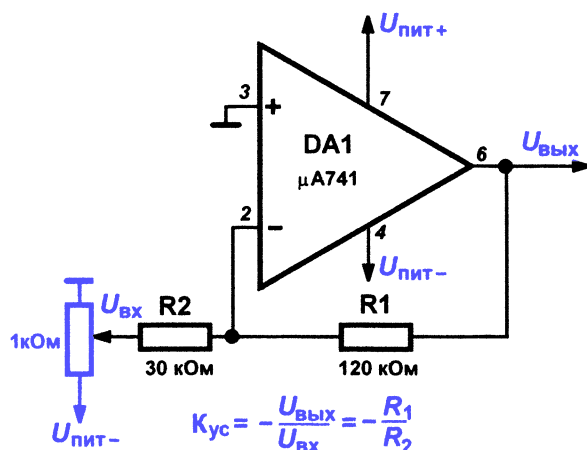


Рис. 5.4. Инвертирующий усилитель на ОУ

Чему равен коэффициент усиления? Поскольку $I_{вх} = I_{ос} = U_{вх}/R_2 = U_{вых}/R_1$, то по абсолютной величине $K_{ус} = U_{вых}/U_{вх} = R_1/R_2$. Поскольку $U_{вых}$ противоположно по знаку $U_{вх}$, то к выражению надо добавить минус: $K_{ус} = -U_{вых}/U_{вх} = -R_1/R_2$. Если вы обратитесь к «Практикуму» в главе 10 книги Р. А. Свореня [1], то можете обратить внимание, что для транзисторного каскада, описанного там в Эксперименте 2, коэффициент усиления рассчитывается похожим образом: он равен отношению коллекторного и эмиттерного резисторов. Это связано с тем, что в той транзисторной схеме существует аналогичная обратная связь по току. Причем каскад тоже инвертирует сигнал на выходе.

Обратите внимание, что в этом случае, в отличие от неинвертирующей схемы, единицу прибавлять не нужно. Поэтому R_2 здесь является необходимым элементом схемы и не может равняться ни нулю, ни бесконечности, за исключением того случая, когда источник сигнала сам по себе представляет источник тока, а не напряжения, – тогда R_2 из схемы можно (и нужно) исключить и подать токовый сигнал прямо на вход ОУ.

Схема инвертирующего усилителя имеет неприятный нюанс, заключающийся в том, что ее входное сопротивление равно R_2 – в отличие от неинвертирующего варианта, в котором оно теоретически равно бесконечности (на практике составляет гигаомы). Увеличивать сопротивления

резисторов сверх какого-то предела, как мы уже говорили, нельзя – начнут сказываться «неидеальности» конструкции в виде конечного значения тока входов. Поэтому в схемах, где участвует инвертирующий усилитель, сопротивление R_2 является существенным параметром схемы.

Для того чтобы проверить работу усилителя, придется в качестве источника сигнала ставить потенциометр с куда меньшим сопротивлением, чем в предыдущем случае, – чтобы на нем не очень сказывалось шунтирование резистором R_2 . На самом деле инвертирующий усилитель в качестве простого усилителя напряжения никто и не использует: мы, по сути, имеем очень точный, практически идеальный преобразователь ток–напряжение, причем с легко и точно устанавливаемым масштабным коэффициентом. Это и обусловило основное применение инвертирующего усилителя – в качестве инструмента для проведения операций над входным сигналом, т. е. различных преобразований входного напряжения. Именно здесь, как мы говорили, кроются корни названия «операционный». Мы рассмотрим только два таких применения, известных еще со времен аналоговых вычислительных машин: интегратор и разностный (дифференциальный) усилитель, поскольку они играют существенную роль и в современной электронике.

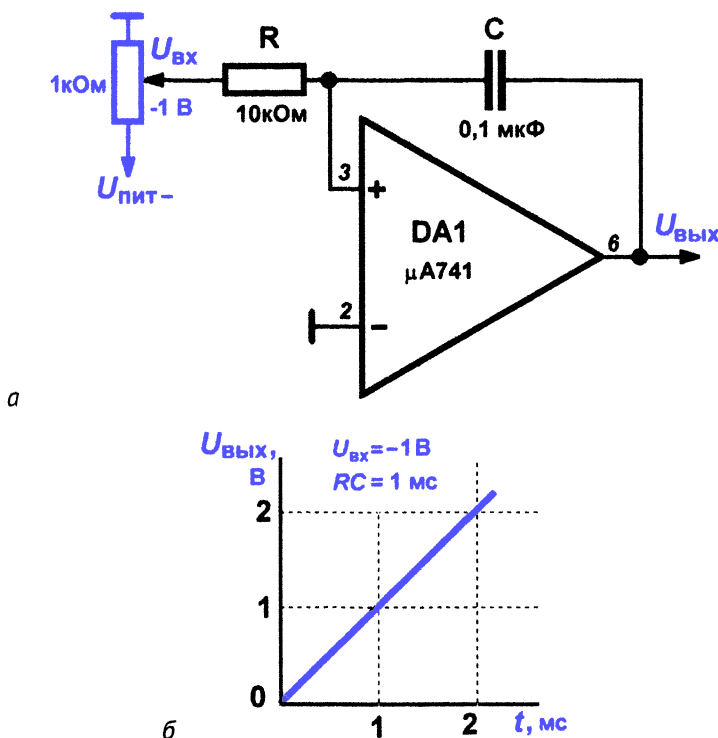


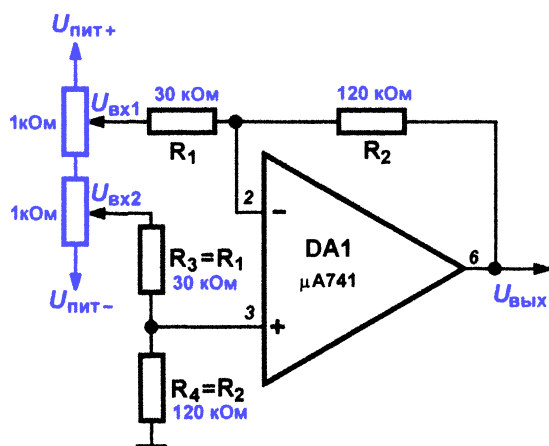
Рис. 5.5. Интегратор на ОУ: а – принципиальная схема; б – выходное напряжение

Интегратор (рис. 5.5а), в отличие от простой интегрирующей RC-цепочки из главы 3, действительно осуществляет операцию интегрирования в корректной форме. ОУ и резистор на входе здесь играют роль идеального источника тока, такого же как в Эксперименте 8, только управляемого внешним напряжением $U_{\text{вх}}$. Поэтому и напряжение на выходе при постоянном $U_{\text{вх}}$ будет изменяться точно так же, как в том случае, т. е. представлять собой прямую линию с наклоном $U_{\text{вх}}/RC$ В/с, только с обратным знаком по отношению ко входному напряжению (рис. 5.5б). Если хотите получить неинвертирующий интегратор, то входной сигнал можно подать на неинвертирующий вход, заземлив резистор R. У такого интегратора входное сопротивление, как и у неинвертирующего усилителя, будет измеряться гигаомами.

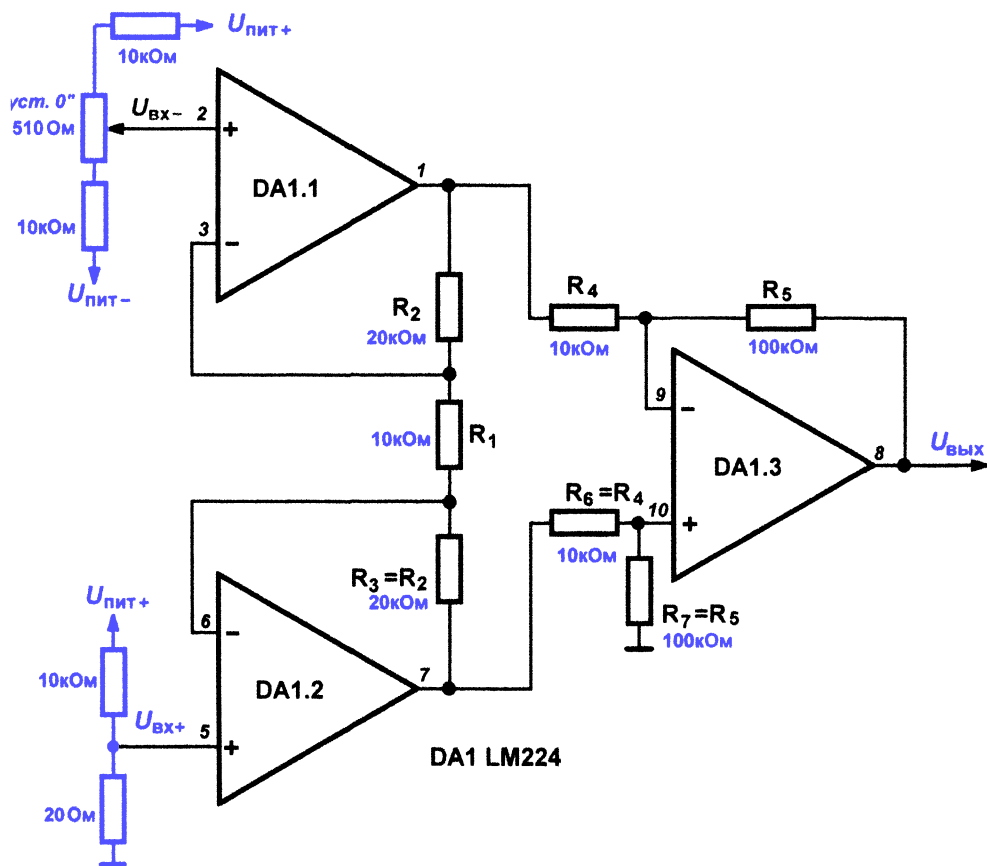
Подробности

При подаче на вход изменяющегося по уровню напряжения мы получим его суммарное значение за определенный промежуток времени. Если разделить накопленную величину $U_{\text{выхТ}}$ на длительность интервала времени от начала отсчетов T , то получится средняя скорость нарастания. Умножив полученное значение на постоянную времени RC , получаем точное среднее значение входного напряжения за время измерений: $U_{\text{ср}} = U_{\text{выхТ}} \cdot RC/T$. Например, если подавать на вход неравномерно расположенные импульсы случайной ширины, то по накопленной сумме можно рассчитать среднее значение напряжения за время измерений. Попробуйте сообразить самостоятельно, как можно приспособить схему интегратора для точного измерения среднего тока потребления какого-либо устройства, если это потребление происходит короткими всплесками с большими промежутками между ними (подсказка – используйте схему измерения тока с внешним резистором, изложенную в Эксперименте 2).

На рис. 5.6а приведена схема простейшего дифференциального усилителя. Его выходное напряжение равно усиленной разности входных на положительном и отрицательном входах, т. е. $U_{\text{вых}} = (U_{\text{вх}+} - U_{\text{вх}-}) \cdot (R_2/R_1)$ при условии, что $R_4 = R_2$, а $R_3 = R_1$. Эти пары сопротивлений никогда и не делают разными: только так можно точно выровнять коэффициенты усиления и входные сопротивления по обоим входам. Оба условия важны потому, что иначе будет нарушена, так сказать, «дифференциальность» усилителя: при нарушении строгого равенства этих параметров усилитель будет реагировать на одновременное изменение сигнала на обоих входах. Такое изменение, как мы помним, называется синфазным сигналом, а степень его ослабления – коэффициентом ослабления синфазного сигнала (КОСС). Чем этот параметр больше, тем точнее соблюдается соотношение для выходного сигнала. В данном случае КОСС зависит от того, насколько точно мы подобрали пары резисторов, и, кроме того, от равенства выходных сопротивлений источников сигналов, которые также будут влиять на коэффициенты усиления.



а



б

Рис. 5.6. Дифференциальный усилитель: а – простейшая схема; б – усовершенствованный инструментальный усилитель

А почему мы так печемся о точности в данном случае? В обычных схемах из предыдущих экспериментов мы ни на чем таком не настаивали. Дело в том, что дифференциальный усилитель – основа большинства точных измерительных схем, подобные узлы встроены во многие датчики. Естественно, при массовом производстве, да еще и в интегральном исполнении точный подбор пар резисторов – весьма дорогая задача (сравните с задачей построения цифроаналоговых преобразователей на цепочке R-2R в Эксперименте 24). Еще больше ее удорожает факт влияния на точность «неидеальностей» самого ОУ – сдвига между входами и ненулевого значения входных токов, отчего приходится выбирать особо точные модели.

Зато добавка еще парочки ОУ к схеме почти ее не удорожает: рядовые ОУ сами по себе стоят копейки. Тем более что специально для таких целей выпускают вдвоенные и счетверенные ОУ, цена которых почти не отличается от ординарных. Очевидное решение по совершенствованию схемы дифференциального усилителя состоит в установке развязывающих повторителей (рис. 5.3б) на обоих входах схемы рис. 5.5а. В этом случае теряется влияние выходных сопротивлений источников сигнала и уменьшается влияние входных токов. Но еще лучшими характеристиками обладает схема, показанная на рис. 5.5б. От простой добавки повторителей она отличается только наличием резистора R_c , что, кроме улучшения характеристик, позволяет регулировать усиление одним этим резистором без нарушений баланса всей схемы. Тем не менее, если захотите применять такой усилитель (он называется *инструментальным*) в практических устройствах, желательно все-таки подбирать пары резисторов с точностью не хуже 1 %.

Подробности

Так как усиление схемы инструментальных усилителей обычно достаточно велико (несколько десятков), то игнорировать собственное смещение операционных усилителей нельзя. Например, при указанных на схеме номиналах резисторов коэффициент усиления схемы равен 50, а собственное смещение ОУ LM324, приведенное ко входу, может достигать 3 мВ. Так что смещение на выходе может достигать 150 мВ, существенную часть от полезного сигнала. Это утверждение верно и для прецизионных ОУ, у которых смещение на порядок ниже. Заметим, что схема на рис. 5.6б составлена так, что в ней смещения DA1.1 и DA1.2 могут взаимно компенсироваться, так как действуют на разнополярные входы. Так как ОУ размещены на одном кристалле, то велика вероятность близости их смещений (и их изменений с ростом температуры), и тогда эту ошибку можно не учитывать.

И тем не менее иногда отрегулировать смещение необходимо. Потому на рис. 5.6б показан один из возможных вариантов компенсации смещения с помощью дополнительного входного напряжения, снимаемого с потенциометра 510 Ом. Не рекомендуется в таких случаях компенсировать смещение с помощью имеющихся у некоторых моделей ОУ выводов коррекции – происходящая при этом разбалансировка входного каскада только ухудшает температурную стабильность.

При условии, как указано на схеме, $R_3 = R_2$, $R_6 = R_4$ и $R_7 = R_5$, коэффициент усиления инструментального усилителя по рис. 5.6б определяется из выражения $U_{\text{вых}} = (U_{\text{вх}+} - U_{\text{вх}-}) \cdot (R_5/R_4) (1 + 2 \cdot (R_2/R_1))$. При надлежащем подборе резисторов (из особо точных типов вроде, например, отечественных С2–29В), выборе прецизионных типов ОУ (ОР97, ОР293, ОР493) и правильной организации питания можно получить погрешность схемы менее 0,05 % (11–12 точностных двоичных разрядов). Для экспериментальных целей, конечно, доводить до такой степени мы не будем, наша задача познакомимся с свойствами схемы и ее недостатками, поэтому намеренно выбран рядовой счетверенный ОУ общего назначения LM224.

Задания

1. Соберите схему инвертирующего усилителя, согласно рис. 5.4, с указанными параметрами резисторов R_1 и R_2 . Проверьте смещение на выходе так, как описано в задании 1 к предыдущему эксперименту. Приведите его ко входу, для чего измеренное на выходе $U_{\text{см}}$ нужно поделить на коэффициент усиления, равный в данном случае $R_1/R_2 = 120/30 = 4$ и присвоить ему противоположный знак. Установите на входе с помощью потенциометра отрицательное напряжение -1 В. Проверьте с учетом смещения, насколько точно установлен коэффициент усиления.
2. Соберите схему интегратора, согласно рис. 5.5а, используя тот же экземпляр ОУ. Подав на вход напряжение -1 В, обнулите конденсатор с помощью пинцета и проверьте скорость нарастания выходного напряжения с помощью осциллографа. Для приведенных на схеме номиналов $R = 10$ кОм и $C = 0,1$ мкФ она должна составлять 1 В/мс (рис. 5.5б). При отсутствии осциллографа работу интегратора можно проверить с помощью мультиметра, пропорционально увеличив емкость и сопротивление, чтобы подогнать скорость под значения вольты в секунду (см. Эксперимент 8). Для точной оценки не забудьте учесть смещение, измеренное в предыдущем эксперименте: для этого проще всего вычесть из входного напряжения смещение, приведенное ко входу.
3. Соберите дифференциальный усилитель, согласно схеме рис. 5.6а, используя тот же экземпляр ОУ. Соедините оба входа и заземлите их. Измерьте напряжение смещения на выходе, приведите его ко входу и сравните с полученным результатом в предыдущих заданиях. Если смещение отличается от ранее измеренного, то причина в неточном равенстве номиналов в парах резисторов R_3 – R_1 и R_4 – R_2 . Попробуйте подобрать пары или замените их на резисторы с допуском не хуже 1 %.
4. С помощью переменных резисторов установите разницу на входах 1 В. Проверьте установленный коэффициент усиления, равный

четырем. Попробуйте регулировать оба входа так, чтобы сохранять разницу в 1 В неизменной, но при разных значениях входных напряжений, не выходя из диапазона ± 9 В (например, $U_{\text{вх}+} = +6,0$ В, $U_{\text{вх}-} = +5,0$ В; $U_{\text{вх}+} = +1,0$ В, $U_{\text{вх}-} = 0$ В; $U_{\text{вх}+} = 0$ В, $U_{\text{вх}-} = -1,0$ В; $U_{\text{вх}+} = -5,0$ В, $U_{\text{вх}-} = -6,0$ В и т. д.). По получаемым результатам (они должны очень мало отличаться друг от друга) оцените коэффициент ослабления синфазного сигнала.

5. Соберите схему инструментального усилителя согласно рис. 5.6б. Замкнув оба входа схемы ($U_{\text{вх}+}$ и $U_{\text{вх}-}$) на «землю», проверьте $U_{\text{вых}}$. Если оно существенно отличается от нуля (более чем на 1-2 мВ), оставьте положительный вход $U_{\text{вх}+}$ подключенным к земле и отрегулируйте смещение с помощью многооборотного потенциометра 510 Ом, подключенного к отрицательному входу так, как показано на схеме.
6. Подключите к $U_{\text{вх}+}$ указанный на рисунке делитель напряжения, выдающий на выходе около 20 мВ, и проверьте коэффициент усиления – он должен быть равен ровно 50, т. е. напряжение на выходе должно составлять около 1 В. При существенном отличии (более 1-2 %) подберите пары R_3-R_2 , R_6-R_4 и R_7-R_5 по равенству или выберите резисторы с допуском не хуже 1 %.

Эксперимент 18.

Компараторы и простые устройства автоматического регулирования

Материалы и оборудование:

- сетевой адаптер 12 В;
- микросхема LM311 в 8-выводном DIP-корпусе (можно заменить на отечественные аналоги К554СА301 или К554СА3 с учетом иной разводки выводов);
- резисторы (0,25 Вт) 1 кОм, 10 кОм (4 шт.), 100 кОм;
- резистор переменный 10 кОм;
- светодиод любого типа;
- мультиметр.

Компараторами называется разновидность операционных усилителей, специально приспособленная для работы без стабилизирующей обратной связи. Основное назначение компараторов – сравнение двух сигналов между собой (*compare* – сравнивать). В принципе, любой ОУ можно приспособить для работы в качестве компаратора, однако тут есть и своя специфика. Высокое входное сопротивление ОУ («входы ОУ не потребляют тока», помните?) в значительной мере обусловлено нали-

чием глубокой отрицательной обратной связи, которая здесь отсутствует, потому при проектировании компараторов приходится применять специальные меры. Зато здесь не требуется линейность выхода – выходной сигнал компаратора представляет собой одно из двух состояний, низкого или высокого уровня, потому хорошо совместим с цифровыми устройствами. Часто компараторы еще больше приспособливают к сопряжению с цифровыми схемами, проектируя выход в виде «открытого коллектора», который через резистор можно подключать к напряжению питания цифровой части.

Компаратор LM311, который мы будем изучать, относится именно к этой разновидности. Он специально приспособлен для управления двухпозиционными устройствами (вроде реле) или для формирования на выходе логического сигнала. На выходе у него установлен довольно мощный *n-p-n*-транзистор (напряжение коллектор–эмиттер до 40 В и ток коллектора до 50 мА), который соединяется с остальной схемой внутри корпуса только базой, а эмиттер и коллектор выведены наружу (эмиттер – вывод 1, коллектор – вывод 7). На самом деле напрямую выведен только коллектор, а эмиттер подключен несколько сложнее, но это для нас не имеет значения. Если мы присоединим эмиттер к «земле», то получим так называемую *схему с открытым коллектором*. В коллектор можно включать какую-то полезную нагрузку (например, малогабаритное реле). А при включении между коллектором и плюсом питания «подтягивающего» (pull up) внешнего резистора, с него можно снимать логический сигнал для управления цифровыми микросхемами. Причем «подтягивающий» резистор можно подключить к отдельному 5-вольтовому источнику цифровой части (например, к питанию микроконтроллера) и таким образом согласовать уровни без дополнительных сложностей. Заметим, что в техническом описании компаратора LM311 фирмы National Semiconductor приведено большое количество типовых схем подобных применений.

Подробности

Возникает вопрос – какой смысл при таком выходном каскаде приобретут понятия «инвертирующий» и «неинвертирующий» входы компаратора? Эти наименования были присвоены как раз с учетом того, что одно из основных назначений такого типа компараторов – преобразование аналогового сигнала в логические уровни. При этом выходной транзистор включается обычным способом, с общим эмиттером и нагрузкой в цепи коллектора. Тогда названия входов обретают следующий смысл: при превышении напряжением на инвертирующем (отрицательном) входе напряжения на неинвертирующем (положительном), на коллекторе выходного транзистора будет логический ноль (транзистор открыт), и наоборот: при превышении напряжением на неинвертирующем (положительном) входе напряжения на инвертирующем (отрицательном), на выходе будет логическая единица (транзистор заперт).

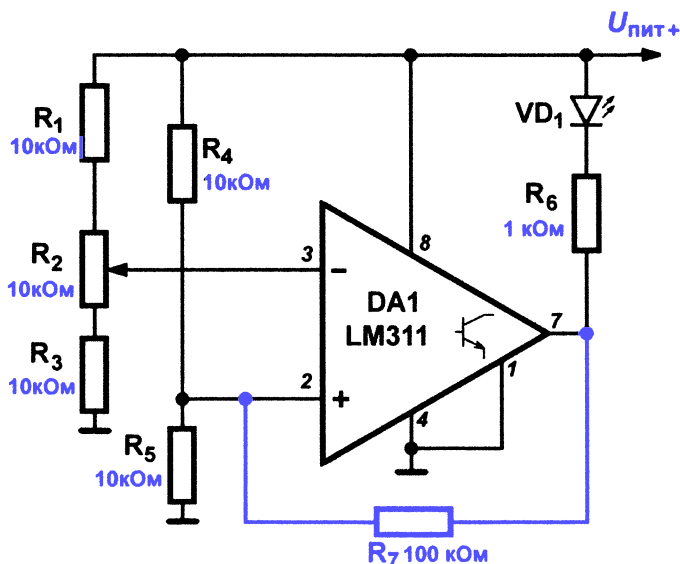


Рис. 5.7. Тестовая схема для изучения компаратора

Тестовая схема для изучения свойств типового включения компаратора приведена на рис. 5.7. Обратите внимание, что питание схемы однополярное (причем для LM311 оно может быть установлено аж от 3 до 30 В). Здесь это не имеет значения, так как все сигналы изменяются вокруг середины питания, а выходной сигнал меняется от минуса до плюса. Однако, если вы имеете источник сигнала, изменяющегося от потенциала «земли» (как, например, конденсатор в схеме генератора из Эксперимента 20, см. главу 6), вблизи отрицательного питания компаратор может не работать – формально для LM311 входной сигнал должен превышать отрицательное напряжение питания не менее чем на 0,5 В. Тогда можно сделать питание двухполярное, причем обязательно симметричное. При этом эмиттер внутреннего выходного транзистора (вывод 1) можно подключать к любому потенциалу, не выходящему за пределы напряжений питания – обычно также к «земле», но можно и к отрицательному питанию, как на схеме.

В отсутствие резистора R_7 (на рисунке помечен синим цветом) схема работает ровно так, как описано выше в «Подробностях»: если потенциал положительного входа (зафиксированного на уровне середины питания делителем R_4 - R_5) превышает потенциал отрицательного, то выходной транзистор заперт, светодиод не горит. Меняя потенциал отрицательного входа с помощью потенциометра R_2 , можно добиться момента, когда потенциал отрицательного входа превысит потенциал положительного (сердину питания), транзистор на выходе откроется и светодиод засветится. Чувствительность компаратора такова, что

превышение напряжения одного из входов над другим всего на 1 мВ уже вызывает переключение выхода. Ошибки сравнения достаточно малы – для LM311 смещение на входе составляет несколько милливольт. Не рекомендуется только применять очень уж высокоомные источники входных сигналов – например, резисторы делителей в схеме не должны превышать единиц мегаом, иначе будет сказываться ошибка за счет утечки токов по входам.

Однако в практических схемах всегда присутствует еще один фактор. На входах обязательно имеется некоторый шум, который вызывает хаотическое переключение выхода при входном сигнале, близком к порогу переключения, и чем выше сопротивления источников сигналов, тем выше уровень этого шума. Нередко помеха на входах возникает по самому принципу устройства источников входного сигнала (например, из-за особенностей изменения физической величины, которую они представляют). Чтобы избежать дребезга на выходе при переключении, в схемы с компаратором вводят *гистерезис* – уровень включения устанавливается выше, чем уровень выключения. Если уровень помехи ниже, чем разница между порогами переключения, то дребезга не возникает.

Метод получения гистерезисной характеристики у компаратора очень прост: между выходом и положительным входом включают дополнительный резистор (R_7 на схеме). Если выход находится в состоянии низкого уровня (выходной транзистор открыт, потенциал коллектора близок к нулю), то резистор R_7 оказывается включен параллельно резистору R_5 делителя, потенциал на положительном входе снижается. При этом потенциал на отрицательном входе больше, чем на положительном, и для переключения выхода в высокий уровень надо, чтобы потенциал на отрицательном входе снизился ниже этого порога. Если это произойдет, на выходе будет высокий уровень, и резистор R_7 окажется включен параллельно уже резистору R_4 делителя, потенциал на положительном входе повысится (сопротивлением нагрузки пренебрегаем). Теперь для обратного переключения надо, чтобы потенциал на отрицательном входе повысился выше нового порога, который больше старого. Разница между порогами называется зоной гистерезиса, или, иначе, зоной *нечувствительности*, и если помеха укладывается в эту зону, то дребезга на выходе не возникнет.

При номиналах резисторов, показанных на схеме, и напряжении питания 12 В верхний порог будет равен примерно 6,3 В, нижний – 5,7 В, а зона гистерезиса – соответственно, 0,6 В – примерно 5 % от напряжения питания. Для большинства применений это даже слишком большая зона нечувствительности – например, регулятор температуры с такими параметрами окажется слишком грубым. Обычное значение сопротивления резистора R_7 – от несколько сотен килоом до единиц мегаом.

Но есть и исключения – в «Практикуме» к главе 15 книги Р. А. Свореня [1] приведена схема автомата включения освещения, в которой зона гистерезиса составляет около 25 % от напряжения питания. То есть автомат будет включаться при гораздо меньшей освещенности, чем выключаться, что гарантирует нас от срабатываний при случайных колебаниях освещенности. Нет ничего хорошего в автомате, который то включает, то выключает освещение от того, что рядом прошел кто-то в белом плаще или в датчик попал свет фар от проезжающей машины. Большая ширина зоны гистерезиса характерна и для логических элементов, подобных триггеру Шмитта (см. Эксперимент 21) или таймеру 555 (Эксперимент 22).

Задания

1. Соберите схему согласно рис. 5.7. Резистор R_7 временно не устанавливайте. Проверьте работу компаратора согласно изложенному в тексте. Обратите особое внимание на соотношение знаков входных напряжений у входов компаратора в выключенном и включенном состоянии светодиода на выходе. Попробуйте измерить минимальную разницу между входными напряжениями, при которой компаратор еще устойчиво держит установившееся состояние выхода. Оцените дребезг выхода в момент переключения. Какой логический уровень на выходе соответствует выключенному и включенному состояниям светодиода?
2. Подключите резистор R_7 . Измерьте пороги переключения при перемещении движка потенциометра «вверх» и «вниз». Имейте в виду, что из-за наличия светодиода на выходе значения порогов могут отличаться от рассчитанных в тексте. Определите зону нечувствительности и подсчитайте, сколько процентов она составляет:
а) от напряжения питания; б) от полного диапазона входного сигнала, устанавливаемого с помощью резистора R_2 .

Глава 6

Генераторы колебаний

Генераторы электрических колебаний с самого зарождения электроники занимали в ней почетное место. Сначала это были преимущественно генераторы синусоидальных колебаний радиочастотного диапазона, так как электроника была тогда синонимом радиотехники. Рудольф Анатольевич Сворень в главе 11 своей книги [1] по необходимости уделил много внимания генераторам на основе LC -контура – они входили составной частью в любое радиоустройство. По мере перемещения внимания электронщиков на цифровую технику все большее распространение получали генераторы импульсные (см. в книге [1] упомянутую главу 11; 12–14, а также «Практикум» к ней). Почти все современные электронные изделия содержат генераторы в том или ином виде.

Генераторы могут быть построены на основе любого усилительного элемента – лампы, транзистора, операционного усилителя, логических микросхем различных типов, даже электромагнитного реле (см. далее). Часть распространенных схем генераторов на микроэлектронной элементной базе была рассмотрена в «Практикуме» к главе 11 в книге [1]. Здесь мы дополним это рассмотрение подробным разбором принципов работы схем, а также изучим некоторые другие конструкции.

Разновидности генераторов

Генераторы колебаний делятся на две группы: релаксационные (генераторы импульсов) и гармонические (генераторы колебаний синусоидальной формы).

Релаксационными называются колебания в системах, где существенную роль играет рассеяние энергии, или, как говорят физики, ее диссипация. Релаксационные генераторы без внешнего источника не работоспособны, в них энергия, запасенная в накопителе (например, конденсаторе), не переходит в другую форму, а теряется – переходит в тепло. Затухающих релаксационных колебаний не бывает – при выключении источника энергии они прекращаются сразу. Для возникновения релаксационных колебаний обязательно требуется наличие нелинейного порогового элемента, меняющего свое состояние скачком, а также определенный характер обратных связей (подробности см. да-

лее). Мультивибраторы и вообще любые генераторы на основе скачкообразного заряда или разряда емкости через резистор всегда являются релаксационными. Релаксационные генераторы обычно выдают скачкообразный сигнал – прямоугольный, как в мультивибраторе на транзисторах (см. рис. 11.4; 1 в книге [1]), или в виде коротких импульсов, как в блокинг-генераторе (раздел 14 главы 11 в той же книге). Общие принципы работы релаксационных генераторов мы подробнее рассмотрим далее, после первого знакомства с ними на практике.

Типичными примерами систем с гармоническими колебаниями служат описанные в любом школьном учебнике физики колебательный контур или механический маятник. В них энергия непрерывно переходит из одной формы в другую, и если не учитывать потери на нагревание проводов в контуре или на трение в маятнике, то эти колебания могут продолжаться бесконечно безо всякой подпитки извне. Р. А. Сворень очень подробно и доходчиво описал задачу построения схем гармонических генераторов (см. главу 11), где с помощью обратной связи потери компенсируются и колебания становятся незатухающими. Гармонические генераторы в электронике можно построить не только на основе LC-контура или RC-звеньев – широко применяющиеся в настоящее время кварцевые генераторы также относятся к гармоническим. Интересно, что до появления доступных кварцевых резонаторов широко использовались камертонные генераторы, в которых стабильность работы обеспечивается за счет механических гармонических колебаний металлической пластины или струны.

Рассмотрим примеры представителей этих разновидностей.

Эксперимент 19.

Электромеханический генератор

Материалы и оборудование:

- электромагнитное реле любого типа с нормально замкнутыми контактами;
- источник питания, соответствующий типу реле (сетевой адаптер, лабораторный блок питания или набор гальванических элементов).

На рис. 6.1 изображена схема электромагнитного зуммера или звонка – самого простого генератора прямоугольных колебаний из доэлектронной эпохи. Проще всего его смоделировать на реле (K1), питание которого подается через свои же нормально замкнутые контакты (K1.1). При включении напряжение питания через эти контакты попадает на обмотку, реле срабатывает, контакты размыкаются, питание исчезает, реле отпускает, контакты замыкаются, питание попадает на обмотку...

и т. д. С места соединения контактов и обмотки можно снять прямоугольный сигнал, если это зачем-то потребуется (сразу заметим, что для электронных схем такой сигнал не годится, потому что «замусорен» импульсами дребезга контактов при переключении).

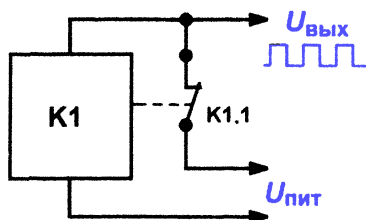


Рис. 6.1. Простейший зуммер на реле

Частота срабатывания зависит от механической инерции конструктивных элементов реле: самые малогабаритные будут тоненько «петь», а более крупные могут клацать чуть ли не раз в секунду. Если достанете старое телефонное реле, с которого легко снимается корпус, то можно сделать настоящий звонок, аккуратно закрепив на подвижном контакте или на якоре реле тягу, ударяющую по чашечке из стали или стекла. На рисунке намерено не приведено напряжение питания, оно зависит от марки реле и может быть любым, в том числе и переменным. Поэтому и в материалах к разделу тип реле не указан – какое подвернется, из такого и сделаете, лишь бы у него имелись нормально замкнутые контакты и был в наличии подходящий источник питания.

Подробности

Напряжение срабатывания электромагнитного реле из неизвестного источника можно определить по его паспорту, который обязательно должен быть нанесен на корпус или на обмотку. Паспорт может быть приведен не полностью – только последняя группа цифр, но этой информации в совокупности с известным типом реле (который также обычно написан на нем) достаточно для поиска по справочнику или в интернете. Беда только в том, что способы классификации реле часто изменялись, и последний раз в нашей стране это произошло в 1970-е годы, как раз на излете пика популярности электромеханических устройств и накануне полупроводниковой революции. Поэтому значительная часть сохранившихся старых реле имеет маркировку, которую в справочниках бывает найти затруднительно. До того времени реле широко применялись для выполнения функций выполнения логических операций (см. главу 15 книги Р. А. Свореня [1]), и их разновидностей наплодили очень много, но единого принципа обозначений еще не существовало.

Для самостоятельного определения тока и напряжения срабатывания следует принять во внимание, что большая часть малогабаритных реле работает от постоянного напряжения не очень большой величины. Максимальное значение, которое вы можете встретить – 60 В, обычно же встречаются реле с обмоткой на напряжение в диапазоне от 9 до 27 В. А если вы вдруг встретите малогабарит-

ное реле с обмоткой, рассчитанной на переменный ток, то оно от постоянного тока все равно сработает. Если выводы обмотки не получается определить визуально, то их можно узнать с помощью мультиметра (сопротивление обмотки должно быть порядка десятков-сотен ом). А далее с помощью регулируемого источника питания определяют напряжение срабатывания – оно, как правило, на треть-четверть меньше постоянного рабочего напряжения. При этом напряжение отпускания еще меньше – обычно оно не больше половины от напряжения срабатывания.

Задание

1. Соберите электромеханический зуммер по схеме рис. 6.1, соблюдая соответствие напряжения питания типу реле. При возможности оцените звучание при разных типах реле и доработайте для получения настоящего звонка, как описано в тексте.

Эксперимент 20. Релаксационный генератор на операционном усилителе

Материалы и оборудование:

- два источника питания 5 В (два сетевых адаптера или двухполярный лабораторный блок питания);
- операционный усилитель KP140УД708 или его импортный аналог $\mu A741$ (можно заменить на любой ОУ общего применения с напряжением питания не менее +10 или ± 5 В);
- резисторы (0,25 Вт) 1 кОм, 10 кОм (2 шт);
- керамический конденсатор 1 мкФ;
- мультиметр с функцией измерения частоты или осциллограф.

Схема классического релаксационного генератора на операционном усилителе (ОУ) показана на рис. 6.2а. Неудобство ее в необходимости двухполярного источника питания: именно в таком виде происходящие в ней процессы представляются наиболее наглядно. Хотя схему не очень трудно переделать для обычного однополярного питания, но тогда она усложнится, а наглядность представления потеряется.

Генератор выдает напряжение прямоугольной формы, в плюс и минус относительно потенциала общего провода (рис. 6.2б,верху). Если оба источника питания выдают одинаковые напряжения, равные $U_{\text{пит}}$, то форма напряжения будет симметрична относительно «земли». При выбранном соотношении резисторов R_2 и R_3 половина амплитуды выходного импульса лежит в положительной области, другая половина – в отрицательной, а размах равен напряжению $U_{\text{пит}}$. Рассмотрим работу схемы подробнее.

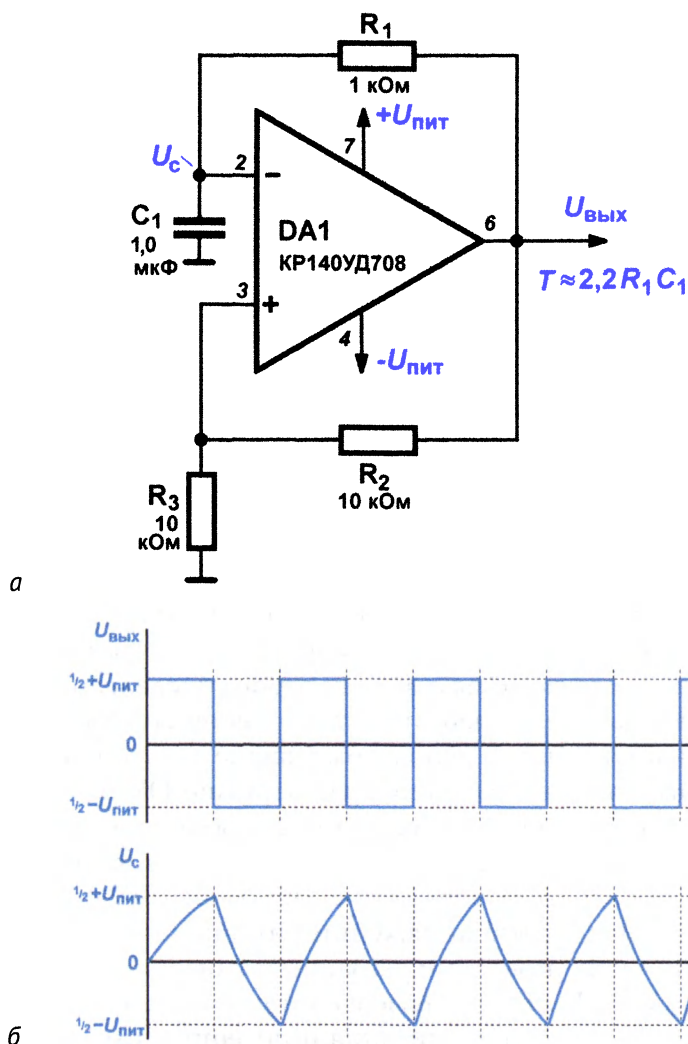


Рис. 6.2. а – принципиальная схема генератора на ОУ; б – осциллограммы напряжения на выходе (вверху) и на конденсаторе C_1 (внизу)

Из принципов работы ОУ (см. главу 5) следует, что ОУ будет стараться зарядить конденсатор C_1 через резистор R_1 до напряжения на положительном входе. Это напряжение является частью выходного $U_{\text{вых}}$, определяемой делителем R_2/R_3 (в данном случае ровно половиной, так как $R_2 = R_3$). А какое напряжение на выходе?

ОУ вместе с цепочкой R_2-R_3 , по сути, образует компаратор с гистерезисом, изученный нами в Эксперименте 18. Зона нечувствительности здесь очень велика – верхний порог составляет половину положительного питания, нижний – половину отрицательного. В первый момент

времени после включения питания на выходе ОУ установится либо положительное, либо отрицательное напряжение насыщения выхода, близкое к соответствующему напряжению питания (какому именно – зависит от случайных причин). Если установилось, например, положительное (рис. 6.2б, вверху), то конденсатор C_1 начнет заряжаться через резистор R_1 , стремясь к значению верхнего порога (половине $+U_{\text{пит}}$, рис. 6.2б, внизу). Когда напряжение на конденсаторе пересечет этот порог (потенциал отрицательного входа превысит потенциал положительного), выход ОУ скачком перебросится в противоположное состояние. Знак напряжения на положительном входе поменяется на противоположный, и конденсатор теперь начнет разряжаться через тот же резистор R_1 . Затем все повторится сначала (см. график напряжения U_c на рис. 6.2б, внизу). Таким образом, на выходе мы получим меандр с периодом, который определяется параметрами RC-цепочки (см. формулу для вычисления периода T на рис. 6.2а).

Можно менять характер выходного сигнала, если изменить некоторые параметры в схеме на рис. 6.2а. Изменение соотношения R_2/R_3 в первую очередь изменит амплитуду (и, конечно, повлияет на длительность периода). Однако, уменьшать это соотношение, повышая размах выходного напряжения, можно только до некоторого предела: из главы 2 мы знаем, что кривая заряда конденсатора постепенно загибается, стремясь к питающему напряжению. На пологом участке этой кривой, когда напряжение меняется уже медленно, срабатывание ОУ будет нечетким из-за шумов, и стабильность выходной частоты неприемлемо снизится. Схему также можно питать от двух несимметричных напряжений, тогда середина выходного меандра сдвинется относительно потенциала «земли». Но убрать одно из напряжений питания полностью в данной схеме нельзя: при использовании указанного типа ОУ (как и большинства других типов ОУ общего назначения) нельзя снижать разницу между любым из напряжений питания и потенциалом «земли» ниже значений по абсолютной величине примерно в 1,5–2 В.

Подробности

Можно сделать питание однополярным за счет усложнения схемы, если подключить R_3 не к «земле», а к искусственной средней точке. Но организовать хороший делитель по питанию не так просто, как кажется, – из-за низкого входного напряжения инвертирующего усилителя простой резистивный делитель может не заработать, а снижение его сопротивления неоправданно увеличит потребление. Схему придется усложнять, обеспечивая низкоомную искусственную среднюю точку. Простейший метод – сделать это с помощью стабилитрона, что, однако, также приведет к лишнему потреблению. Потому вы в конце концов придете к какому-нибудь варианту схемы из Эксперимента 36. И еще не забудьте, что при указанном типе ОУ однополярное питание не должно быть меньше 7 В, для отечественной версии К140УД7 – 10 В (минимальное двухполярное

$\pm 3,5$ В, для К140УД7 – ± 5 В), иначе ОУ может не заработать как надо. Значит, еще и придется подбирать низковольтный ОУ. После всего этого вы, несомненно, задумаетесь: чем гордиться такие сложности, может проще было обеспечить двухполярное питание с самого начала?

После сборки и отладки схемы проверьте выходной сигнал. Осциллограф покажет полный размах сигнала от примерно $-4,5$ до $+4,5$ В. Мультиметром его можно измерить по величине на пределах измерения переменного напряжения (показания должны примерно соответствовать половине амплитуды, т. е. около $2,2-2,3$ В). Частота сигнала при указанных на схеме величинах R_1 и C_1 , согласно приведенной на рис. 6.2а формуле, должна быть примерно равной 500 Гц.

Задание

1. Соберите генератор по схеме рис. 6.2а. Измерьте частоту на выходе, меняя сопротивление R_1 . При наличии осциллографа изучите форму сигнала на конденсаторе C_1 и на выходе, сравните с приведенными осциллограммами (рис. 6.2б).

Общие принципы работы релаксационных генераторов

Сначала давайте немного разберемся в том, что мы получили в предыдущих двух экспериментах. С цифровой точки зрения рассмотренное в Эксперименте 19 реле с нормально замкнутыми контактами является элементом-инвертором, т. е. осуществляет логическую операцию «НЕ». В самом деле, при подаче питания на обмотку контакты *размыкаются*, и если через них питание подавалось куда-то еще, то оно перестает поступать, что и соответствует логической операции отрицания. В Эксперименте 19 мы ввели 100-процентную обратную связь, замкнув выход на вход, т. е. питая обмотку через эти же контакты, отчего получили непрерывное переключение из замкнутого состояния контактов в разомкнутое. А нельзя ли получить генерацию, если поступить таким же образом с обычными логическими инверторами в микроэлектронном исполнении?

Однако, если мы возьмем электронный элемент «НЕ», например, из микросхемы CD4049 (см. рис. 5.3б далее) и просто соединим выход со входом, ничего не получится – элемент «зависнет» в среднем положении, когда на входе и выходе середина напряжения питания. Чего не хватает в этом случае в сравнении со схемой на реле? В простом электронном инверторе с выходом, замкнутым на вход, нет двух обязательных вещей, без которых релаксационный генератор работать не будет. Это, во-первых, разница порогов включения и выключения (иначе назы-

ваемая *гистерезисом*), во-вторых, отсутствует элемент, задерживающий схему в состоянии между этими порогами. Иными словами, для генерации необходимо оба вида обратных связей – положительная и отрицательная, причем вторая действует с запаздыванием (сдвигом фаз) относительно первой. В электромагнитном реле имеется естественный гистерезис – так, например, 12-вольтовое реле включаться может при 8-9 В, а выключаться – лишь при снижении до 4-5 В и даже менее. А нужную задержку дает чисто механическая инерция элементов конструкции реле – якоря и подвижного контакта. В схеме с операционным усилителем из Эксперимента 20 гистерезис (от половины положительного питания до половины отрицательного) обеспечивает положительная обратная связь через делитель R_2/R_3 , а задержку обеспечивает зарядка конденсатора C_1 через резистор R_1 .

Ясно, что при желании соорудить что-то, генерирующее на любой другой основе, мы обязаны обеспечить оба этих условия. Логический элемент «НЕ» вполне для этого подходит, только у него всего один вход (а не два разнополярных, как у ОУ), и, как мы увидим далее, придется несколько усложнить схему. Но сначала мы рассмотрим более простой вариант на элементе, который обладает гистерезисом по определению: на так называемом триггере Шмитта.

Эксперимент 21.

Генераторы на логических микросхемах

Материалы и оборудование:

- источник питания с любым выходным напряжением в пределах 5–12 В (сетевой адаптер или лабораторный блок питания);
- микросхемы: CD40106 (может быть заменена на 74C14), CD4049 (может быть заменена на отечественную К561ЛН2 с учетом разводки выводов), CD4001 (К561ЛЕ5), CD4011 (К561ЛА7);
- резисторы (0,25 Вт) 10 кОм, 33 кОм, 240 кОм и др.;
- керамический конденсатор 0,01 мкФ (10 нФ), 1 мкФ;
- маломощный пьезоизлучатель звука (например, пьезозвонок-таблетка типа ЗП-5);
- кнопка замыкающая;
- мультиметр с функцией измерения частоты или осциллограф.

Многие из приведенных в этом разделе устройств уже рассматривались в «Практикуме» к главе 11 книги Р. А. Свореня [1]. Напоминаем, что подключение питания для распространенных типов микросхем обычно не приводится на схемах. Его можно проверить по документации, а для многих микросхем, употребляющихся в наших Экспериментах, разводку выводов можно проверить в приложении 2.

Подробности

Кроме выводов питания на схемах с логическими элементами обычно не показывается еще один нюанс. Для всех КМОП-микросхем крайне желательно подключать *входы* незадействованных элементов в том же корпусе к одному из питаний, к какому удобнее – или к общему проводу GND, или к $U_{пит}$. При макетировании для проверки работы схем это не очень обязательное требование, но в конечном продукте это следует делать: неподключенный вход КМОП-элемента имеет очень высокое входное сопротивление, поэтому элемент непрерывно будет переключаться помехами. А это ведет к совершенно лишнему потреблению энергии и может оказывать влияние на работу основной схемы.

Простейший генератор на триггере Шмитта

Одновходовой триггер Шмитта в микроэлектронном исполнении представляет простой переключатель выхода (т. е. просто усилитель входного сигнала), но с наличием гистерезиса. Действие входного сигнала у него примерно такое же, как воздействие напряжения питания на обмотку реле: при возрастании входного напряжения выход переключается в состояние высокого уровня при достижении примерно 0,6–0,7 от напряжения питания, при снижении входного напряжения выход переключается в состояние низкого уровня, но только при достижении примерно 0,3–0,4 от напряжения питания. Чаще употребляют триггер Шмитта с инверсией, у которого логика выхода обратная: при возрастании напряжения входа на выходе включается низкий уровень, при снижении – высокий.

То есть нам осталось ввести искусственную задержку, и мы должны получить генерацию. Это достигается, как в схеме на ОУ, введением RC-цепочки, которая будет определять частоту колебаний. Результат представлен на рис. 6.3а. Как и все микросхемы серии 4000, CD40106 может работать при питании от 3 до 15–18 В. Пороги гистерезиса у нее составляют около 0,4 от напряжения питания (нижний) и около 0,6 от напряжения питания (верхний). CD40106 может быть без оговорок заменена на редкую микросхему 74C14 или на 74HC14, но со снижением питания до 5 В.

Собственно, генератор собран на трех деталях: одном элементе (CD40106.1 на схеме), резисторе R_1 и конденсаторе C_1 (при низких частотах последний может быть электролитическим полярным, потому на схеме показана ориентация его положительного вывода). Это самая простая схема генератора на логических микросхемах. Второй элемент на выходе (на схеме рис. 6.3а обозначен синим цветом) установлен просто, как *буферный* усилитель, для того чтобы нагрузка не «сажала» напряжение на основном выходе $U_{вых}$, заряжающее конденсатор. Если нагрузка невелика (сопротивление 1 кОм и выше), то можно обойтись без буферного элемента. Только учтите, что второй элемент будет

инвертировать сигнал генератора – например, подключенный к $U'_{\text{вых}}$ светодиод будет загораться и гаснуть в противофазе с выходом самого генератора.

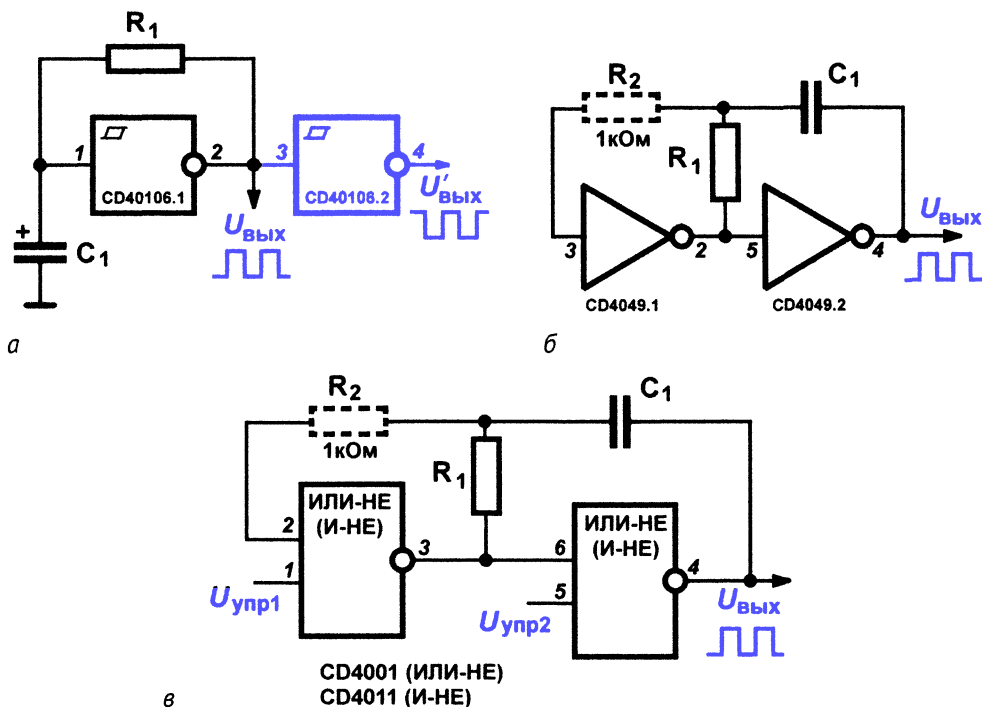


Рис. 6.3. Генераторы на логических микросхемах: а – схема генератора на триггере Шмитта; б – простейшая схема на инверторах; в – схема на логических элементах со входами управления

Период колебаний можно подсчитать по формуле $T \approx 1,7 \cdot R_1 \cdot C_1$. Схема на рис. 6.3а при соответствующем выборе номиналов R_1 и C_1 может работать при частотах до мегагерц, а нижний предел ограничен только емкостями электролитических конденсаторов, вообще способных работать в такой схеме (что составляет величину порядка нескольких тысяч микрофард при сопротивлении резистора до единиц мегаом). Попробуйте проверить экспериментально работу схемы, если установить в нее конденсатор емкостью 1000 мкФ и резистор 1 МОм – выход должен переключаться примерно каждые 15 мин. Для удобства слежения можно установить на выходе $U'_{\text{вых}}$ светодиод.

Недостатков у такой схемы два: во-первых, нерегулируемый меандр на выходе, длительности импульса (т. е. состояния высокого уровня) и паузы (состояния низкого уровня) у которого могут быть не равны между собой из-за несимметричности и разброса величин верхнего и нижнего порогов. Во-вторых, микросхема с триггерами Шмитта содержит их аж

шесть штук, и даже если использовать второй под буферный элемент, то все равно останется слишком много незадействованных выводов – некрасиво и громоздко!

Генератор на логических инверторах

Первый недостаток в значительной мере устраняется, если использовать вместо триггера Шмитта обычные инверторы. Правда, в них гистерезис нужно вводить искусственно, но его пороги будут более четко определены.

Соответствующая схема показана на рис. 6.3б. В этой схеме, как и в генераторе на ОУ (см. Эксперимент 20), при включении питания устанавливается какое-то из двух состояний. Предположим, что сначала на входе первого элемента (выв. 3) будет низкий уровень, на его выходе (выв. 2) и входе второго элемента (выв. 5) – высокий, на выходе схемы (выв. 4) – низкий. Конденсатор C_1 заряжается от высокого уровня через резистор R_1 . Напряжение на конденсаторе через резистор R_2 (или просто напрямую – резистор обозначен пунктиром, так как может и отсутствовать, см. «Подробности» далее) подается на вход первого элемента. Когда оно достигнет порога переключения первого элемента, вся схема скачком меняет состояние: на выходе первого элемента – входе второго (выв. 2 и 5) становится низкий уровень, на выходе всей схемы – высокий. На входе первого элемента (выв. 3) при этом напряжение на заряженном конденсаторе C_1 добавляется к этому высокому уровню, обеспечивая напряжение даже выше напряжения питания и ускоряя процесс переключения. Конденсатор C_1 теперь через резистор R_1 начинает разряжаться, пока напряжение на нем снова не достигнет порога переключения первого элемента, и далее процесс повторяется снова и снова.

Такой генератор выдает меандр с очень близкими соотношениями длительности высоких и низких уровней, но частота его довольно сильно зависит от напряжения питания. Для КМОП-микросхем серии 4000, напомним, питание может меняться в широких пределах от 3 до 15–18 В. При подключении достаточно мощной нагрузки, «сажающей» выход, как и для предыдущего случая, необходим дополнительный буферный элемент (на схеме не показан). Если можно ограничиться питанием 5 В, то подойдет микросхема 74АС04 – она удобнее, так как не содержит лишних выводов (см. разводку в приложении 2) и имеет гораздо более мощный выход, в большинстве случаев не требующий буферного усилителя при подключении нагрузки.

Подробности

А для чего на схеме присутствует резистор R_2 , к тому же показанный пунктиром? Этот резистор в работе схемы почти не участвует и нужен только для того, чтобы оградить выводы микросхемы от перегрузки током заряда и разряда конден-

сатора C_1 . Величина R_2 может изменяться от сотен ом до нескольких килоом при условии, что он много меньше R_1 . В большинстве практических случаев при 5-вольтовом питании его можно и вообще исключить из схемы: необходим R_2 только при больших значениях емкости конденсатора (более 10–50 мкФ, в зависимости от сопротивления резистора) и при напряжениях питания выше 7–9 В.

Период работы схемы можно подсчитать по формуле $T \approx 2 \cdot R_1 \cdot C_1$. Схема устойчиво работает при величине сопротивления резистора R_1 от нескольких килоом до 10 МОм, что составляет достаточный диапазон для того, чтобы избежать искушения при малых частотах использовать электролитические конденсаторы.

Генератор с управляющими входами

На практике подобные генераторы чаще делают на двухвходовых элементах «И-НЕ» или «ИЛИ-НЕ» (микросхемы CD4011, CD4001 или отечественные К561ЛЕ5, К561ЛА7). Если у них соединить пары входов каждого элемента между собой, то получим простые инверторы, как и в схеме на рис. 6.3б. Таких элементов в корпусе всего по четыре штуки, к тому же один из оставшихся можно использовать, как буфер для защиты выхода, поэтому сразу снижается избыточность.

Однако, если у таких элементов есть дополнительные входы, нельзя ли их как-то применить в пользу для дела? Нередко возникает потребность остановить генерацию на время и при этом обеспечить определенный логический уровень на выходе генератора. Эти задачи как раз и решаются с помощью дополнительных входов. Соответствующая схема показана на рис. 6.3в. Высокий уровень на входе «И-НЕ» и низкий на входе «ИЛИ-НЕ» являются разрешающими уровнями, следовательно, при этих уровнях на управляющих входах наша схема будет функционировать, как если бы входы элемента были объединены. При запрещающих же уровнях на входе уровень на выходе будет устанавливаться так, как если бы никаких RC-цепочек не существовало: на выходе схемы с использованием «И-НЕ» (CD4011) установится высокий уровень, на выходе схемы с использованием «ИЛИ-НЕ» (CD4001) – низкий уровень. Это позволяет тонко манипулировать уровнями в логических схемах, не привлекая дополнительных элементов.

Пример того, как можно использовать управляющие входы, приведен на рис. 6.4. Это схема генератора прерывистых звуковых колебаний, причем здесь два генератора умещаются в одном 14-выводном корпусе. Схема выдает сигнал около 1500 Гц с периодом повторения около 0,5 с, если на управляющий вход (выв. 1) подать сигнал высокого уровня (замкнуть контакты кнопки K_1). При этом сигнал 0,5 Гц с выхода первого генератора своим высоким уровнем каждые полсекунды включает гене-

рацию звуковой частоты через управляющий вход второго генератора (выв. 9). Если нужна непрерывная работа, то управляющий вход (выв. 1) объединяют со вторым входом того же элемента (выв. 2). В качестве источника звука здесь использован пьезоэлектрический звукоизлучатель (ЗИ). С пьезозвонком ЗП-5 схема может работать при напряжении питания 5 В. Рабочую частоту можно менять от 1 до 3 кГц. Для других типов подобных звукоизлучателей, возможно, потребуется подобрать рабочую частоту, чтобы обеспечить достаточную громкость.

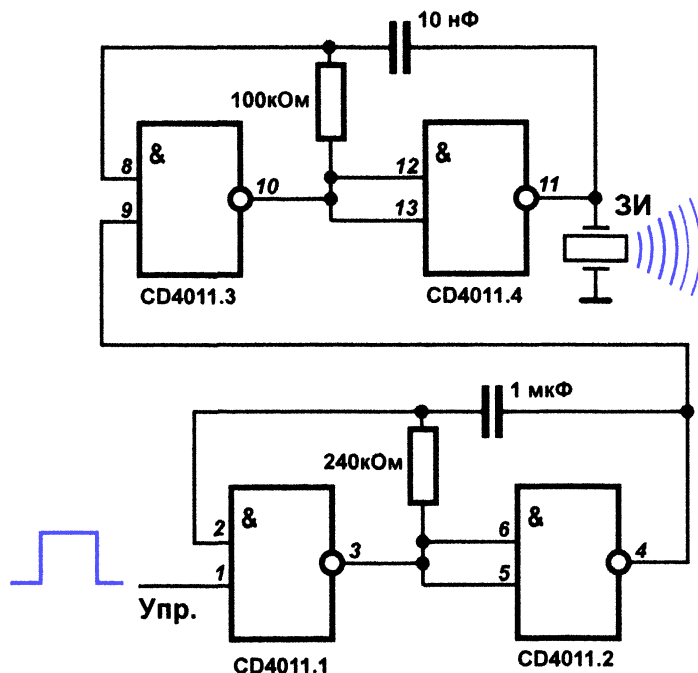


Рис. 6.4. Управляемый генератор прерывистого звука

Если вам нужен более громкий звук, то к выходу можно подключить ключевой транзисторный усилитель (рис. 4.1), в качестве нагрузки к которому подключен обычный динамик с сопротивлением 8–32 Ом. Так как при этом динамик включается в качестве нагрузки прямо в коллектор транзистора (использовать разделительные конденсаторы, как это было сделано в главе 5, в логических схемах неудобно), то важно обеспечить, чтобы в паузах через него не пошел постоянный ток (пьезоизлучатели его не боятся). В данной схеме это обеспечивается тем, что при низком (запрещающем) сигнале на управляющем входе (выв. 1 микросхемы), а также в промежутках между звукоимпульсами 1500 Гц на выходе (выв. 11) будет низкий уровень, который закроет усилительный транзистор.

Подробности

При подключении к выходу такого генератора достаточно мощного усилителя с такой капризной нагрузкой, как динамик (электродинамический громкоговоритель), обладающей собственной индуктивностью, следует поберечь схему от помех, которые могут просочиться по шине питания. Обычно для этого между усилителем и питанием микросхемы устанавливают развязывающие LC-фильтры. Но проще и удобнее генератор и выходной усилитель с динамиком питать от разных источников. Усилитель с динамиком можно питать от более высокого, причем нестабилизированного напряжения питания 7–12 В (чем выше напряжение, тем громче звук), и это же напряжение использовать в качестве входного для маломощного стабилизатора 5 В, от которого питается микросхема генератора (подробнее см. главу 11).

Задания

1. Соберите схемы генераторов по рис. 6.3а и 6.3б. Сравните частоты генераторов при одинаковых параметрах времязадающих компонентов (R_1 и C_1). Проверьте формулы для расчета частот при нескольких сочетаниях значений R_1 и C_1 .
2. Соберите управляемый генератор по схеме 6.3в. Проверьте его работу и уровень напряжения на выходе при различных комбинациях управляющих сигналов.
3. Соберите схему управляемой «пищалки» по рис. 6.4. Проверьте уровень напряжения на выходе в отключенном состоянии и работу схемы.

Эксперимент 22. Генератор и одновибратор на таймере 555

Материалы и оборудование:

- источник питания с любым выходным напряжением в пределах 5–12 В (сетевой адаптер или лабораторный блок питания);
- микросхема 555 любого изготовителя (например, NE555 фирмы ST Microelectronics);
- резисторы (0,25 Вт) 1 кОм (2 шт), 10 кОм;
- керамический конденсатор 1 мкФ;
- кнопка замыкающая;
- мультиметр с функцией измерения частоты или осциллограф.

Микросхему 555 обычно называют таймером, так как основное ее назначение – генерация импульсов. Правильнее ее было бы называть «прецизионным триггером Шмитта», так как основная ее функциональность связана с теми же особенностями, что у разбиравшегося ранее обычного

триггера Шмитта. Это прежде всего наличие встроенного гистерезиса, причем здесь нижний и верхний пороги могут быть заданы очень точно, отчего и добавка «прецизионный» к названию.

Подробности

Необычное название «555» ведет свое происхождение от компании Signetics, выпустившей эту микросхему впервые в 1971 году. Очень быстро после своего появления микросхема 555 приобрела необычайную популярность: авторы [5] в 1979 году свидетельствовали, что для нее было придумано более 500 применений. Такая любовь была обусловлена, во-первых, грамотным маркетингом компании Signetics – микросхема продавалась по беспрецедентно низкой для своего времени цене в 75 центов. Во-вторых, из-за точного задания порогов срабатывания стабильность базовой схемы генератора на 555, приведенной далее, примерно в 10 раз выше, чем у любой из схем на КМОП-логике из рассмотренных в предыдущем разделе. Точность поддержания частоты не хуже 1–3 % во всем диапазоне допустимого напряжения питания, составляющего от 4,5 до 16 В для классического варианта вроде NE555 (отечественная версия КР1006ВИ1 – от 3 до 15 В) и от 2 до 18 В для КМОП-версии (ICM7555, КР1441ВИ1). Современные версии 555 декларируют температурную стабильность кристалла на редком для полупроводниковых схем уровне 0,005 % / °C (лучший показатель характерен разве что для микросхем прецизионных источников опорного напряжения).

Следует еще учесть, что все версии микросхемы 555 традиционно обладают мощным выходом – от 100 до 200 мА, что позволяет напрямую подключать даже обмотки малогабаритных реле. Такая стабильность и неприхотливость в 1970-е годы была очень существенным фактором в пользу применения 555. Однако в настоящее время при дешевых кварцевых резонаторах получение очень точных значений частоты доступно каждому, а в большинстве остальных применений между разбросом в 10 % и разбросом в 1 % разницы нет почти никакой. Тем более что под высокие показатели микросхемы 555 еще надо подогнать параметры остальных компонентов, а это не такая простая задача, как кажется (см. раздел главы 3 «О выборе конденсаторов»).

При выборе из множества по видимости одинаковых клонов 555 следует учесть, что даже одна и та же фирма может выпускать существенно различающиеся по своим свойствам микросхемы таймера: есть модели с микромощным потреблением (от 50 мкА), скоростные (до единиц мегагерц) и достаточно медленные (до 100 кГц), с мощным выходом (до 200 мА) и с обычным, с разными показателями стабильности и т. д. Среди всех этих разновидностей попадаются модели с открытым коллектором на выходе – они требуют установки «подтягивающего» резистора между выходом и питанием. Потому в общем случае модель под вашу задачу выбирать следует очень тщательно.

Кроме высокой стабильности и мощного выхода, в остальном микросхема 555 не слишком удобна. У нее отсутствует возможность инверсии выхода, схемы устройств существенно усложнены в сравнении даже с генераторами на логических инверторах (рис. 6.3б и в), не говоря уж об оригинальном триггере Шмитта (рис. 6.3а), расчетные формулы до-

вольно громоздкие и неудобны для проведения быстрых прикидочных расчетов в уме. Неприятным свойством генераторов на основе этой микросхемы является несимметричность выходного сигнала – установить равенство длительностей низкого и высокого уровней здесь принципиально невозможно. Однако она до сих пор выпускается множеством различных фирм и остается довольно популярной, особенно в любительской среде, поэтому обойти ее вниманием было бы неправильно.

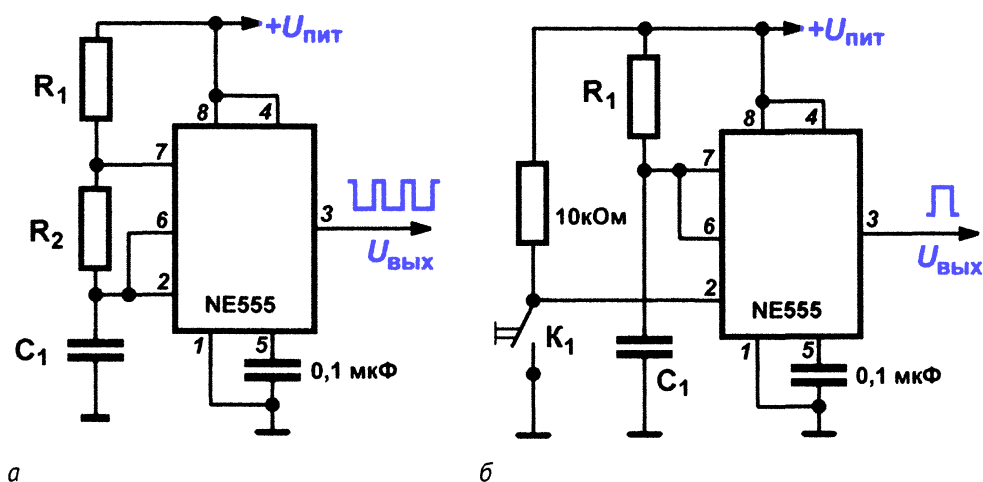


Рис. 6.5. Устройства на микросхеме 555: а – генератор; б – одновибратор

Стандартная схема автоколебательного генератора (мультивибратора) на основе таймера 555 показана на рис. 6.5а. В первый момент после включения питания конденсатор C_1 разряжен, что равносильно подаче падающего фронта на вывод запуска 2, т. е. началу отсчета. Конденсатор заряжается через пару резисторов R_1 и R_2 . В момент, когда на выводе установки порога 6 превышает уровень $2/3 U_{пит}$, на выходе появляется низкий уровень, а конденсатор начинает разряжаться через резистор R_2 и открывшийся на «землю» вывод 7. В момент, когда на выводе 2 напряжение снижается до $1/3 U_{пит}$, на выходе появляется высокий уровень, разрядный вывод 7 запирается, конденсатор вновь начинает заряжаться, и все возвращается к исходному состоянию. Возникает автоколебательный режим, при котором напряжение на конденсаторе принимает вид пилообразных колебаний между значениями $1/3$ и $2/3 U_{пит}$, а на выходе имеется несимметричный меандр, в котором длительность импульса $T_в$ превышает длительность паузы $T_н$ (этот факт отражен на рис. 6.5а).

Соотношения, определяющие длительности этих импульсов, зависят от резисторов R_1 и R_2 : высокого уровня $T_в = 0,7 \cdot (R_1 + R_2) \cdot C_1$, низкого $T_н = 0,7 \cdot R_2 \cdot C_1$ (приводимую в документации теоретически рассчитанную величину коэффициента, равную 0,693, мы позволим себе округлить

до 0,7). Итого период $T = T_{\text{в}} + T_{\text{н}} = 0,7 \cdot (R_1 + 2R_2) \cdot C_1$, а частота колебаний, соответственно, равна обратной величине. Иными словами, если вы соберете схему с резисторами R_1 и R_2 сопротивлением по 1 кОм и конденсатором емкостью 1 мкФ, то длительность высокого уровня составит 1,4 мс, низкого – 0,7 мс, суммарный период составит 2,1 мс, а частота, соответственно, немного не дотягивает до 500 Гц. Рекомендуемый диапазон величины резисторов и конденсатора зависит от модели таймера, но в среднем для резисторов может быть от 1 кОм до единиц мегаом, а конденсатора – от 1 нФ примерно до нескольких сотен микрофард.

Из соотношений для $T_{\text{в}}$ и $T_{\text{н}}$ следует, что для приближения к симметричному меандру с равными длительностями импульса и паузы (т. е. к скважности импульсов, равной 2) можно попробовать уменьшать значение R_1 относительно R_2 . Но беспредельно делать это, естественно, нельзя: резистор R_1 ограничивает ток от источника питания через открытый вывод 7 во второй части периода. Потому правильный путь исправления несимметричности колебания состоит не в увеличении соотношения R_2/R_1 , а во введении в схему особым образом ориентированных диодов, что усложняет выполнение такой простой задачи до совсем уж неприличной степени, так что на этом мы здесь останавливаться не станем. Выключать процесс генерации можно подачей низкого уровня на вывод 4 (Reset).

Более интересным с практической точки зрения будет применение таймера 555 в качестве прецизионного одновибратора, т. е. таймера в прямом смысле слова. Одновибратором называют устройство, которое по внешнему сигналу выдает один-единственный импульс определенной длительности, не зависящей от длительности входного импульса. В некоторых современных текстах, посвященных одновибраторам, можно встретить их под названием «моностабильный мультивибратор», представляющим собой кальку соответствующего английского термина. Стоит иметь в виду, что одновибратор, моностабильный мультивибратор и ждущий мультивибратор – это все одно и то же устройство.

Рекомендуемая схема одновибратора на микросхеме 555 показана на 6.5б. Отличается она от предыдущей схемы другим подключением входов запуска (выв. 2) и разряда (выв. 7), а также наличием только одного резистора. В начальном состоянии, как и в схеме генератора, на выходе низкий уровень, транзистор VT_1 открыт, конденсатор C_1 разряжен. При подаче падающего фронта на вывод 2 триггер переключается, на выходе устанавливается высокий уровень и длится до тех пор, пока конденсатор не зарядится до порога в $2/3$ напряжения питания. Схема приходит в исходное состояние и ждет следующего запускающего импульса. Длительность импульса на выходе примерно равна $1,1 \cdot R_1 \cdot C_1$. Отметим, что продлевать действие низкого уровня на входе сверх заданной длительности импульса нельзя, что, на взгляд автора этой книги, является

крупнейшим недостатком таймеров на основе 555, не позволяющим их включать каскадно без дополнительных ухищрений (вроде дифференцирующей цепочки, выделяющей задний фронт, как это рекомендуется в документации).

Подобно генераторам, существует много разнообразных схем одновибраторов на основе КМОП-логики, более удобных с практической точки зрения (подробности см. [4]). Достоинство данной схемы только в том, что она теоретически гораздо стабильнее по отношению к изменениям температуры и одинаково работает при разных напряжениях питания. Однако эта стабильность легко может быть нарушена неверным выбором типа конденсатора, что представляет серьезную проблему, особенно на практически востребованных длительностях порядка секунды и более.

Подробности

Отметим, что рассмотренная схема относится к одновибраторам без перезапуска, как и большинство других распространенных схем, которые вы можете встретить в интернете и в литературе. Это означает, что приход новых импульсов до окончания выдержки времени никак на схему не повлияет. Однако существуют и одновибраторы с перезапуском, когда новые входные импульсы во время выдержки поддерживают процесс, как бы начиная отсчет заново и не давая импульсу на выходе закончиться. Одновибраторы с перезапуском устроены сложнее обычных, но тоже бывают необходимы на практике. Простой пример представляет устройство автоматического включения освещения: свет не должен выключаться, пока от датчика присутствия людей в помещении поступают импульсы. Одновибраторы с перезапуском чаще всего строить самостоятельно нецелесообразно – существует готовая микросхема CD4098, работающая при питании от 3 до 20 В (отечественный аналог 561АГ1). Микросхема универсальная – она позволяет строить все виды одновибраторов и мультивибраторов, с запуском и остановкой по любым фронтам и с любой полярностью выхода.

На микросхеме 555, как мы уже упоминали, можно построить большое количество разнообразных схемотехнических узлов – разнообразные генераторы, формирователи импульсов, устройства задержки, даже источники ШИМ-сигналов и т. д. Но в подавляющем большинстве случаев для этих схем можно найти более удобный и функциональный аналог на другой элементной базе. С некоторыми из них мы столкнемся далее (для примера см. схему рис. 7.1 из Эксперимента 26).

Задания

1. Соберите генератор импульсов по схеме рис. 6.5а. Оцените форму импульсов на выходе. Оцените точность расчета частоты с помощью приведенной формулы. Попробуйте менять соотношение длительностей высокого и низкого уровня (скважность импульсов),

- меня сопротивление резистора R_1 . Оцените влияние соотношения резисторов R_1/R_2 на выходную частоту и – при наличии осциллографа – на форму сигнала на конденсаторе (выв. 2 и 6 микросхемы).
2. Соберите одновибратор по схеме рис. 6.5а. Проверьте работу и оцените точность расчета времени выходного импульса по приведенной формуле.

Гармонические генераторы

Гармонические генераторы обычно ассоциируются с синусоидальной формой сигнала. Но это не всеобщее правило: гармонический генератор легко приводится в состояние, когда синус на выходе искажается настолько, что превращается в прямоугольник или трапецию. Например, рассмотренный в конце этой главы кварцевый генератор в цифровых схемах широко используется для получения стабильных прямоугольных импульсов. Здесь мы будем рассматривать гармонические генераторы только для получения синусоидального сигнала.

Генераторы синусоидальных колебаний вам могут понадобиться для отладки схем усилителей, о которых мы говорили в главе 5. Кроме того, они полезны при настройке электронных музыкальных инструментов, аналоговых фильтров, испытания динамиков и других звукоизлучателей, охранных систем и прочих устройств, связанных с использованием звука. В этом качестве генераторы чистых синусоидальных сигналов предпочтительнее, чем простые генераторы прямоугольного меандра, рассмотренные выше, а в некоторых задачах и незаменимы.

Подробности

Перечитайте в книге Р.А. Свореня [1] раздел, рассказывающий о понятии спектра сигнала (глава 7; 13), а также разделы главы 8; 13–14 о нелинейных искажениях. Из изучения картинок спектров различных сигналов (их легко найти в интернете) несложно понять, чем отличается прямоугольный сигнал, получаемый с простых генераторов, описанных в предыдущих экспериментах, от синусоидального сигнала. В спектре симметричного меандра, подобного показанному на рис. 6.2, вверху, содержатся только частоты неприятных на слух нечетных гармоник, тогда как в спектре различных вариантов синусоидальных сигналов доминируют четные. От этого «прямоугольный» звук имеет неестественный, «синтетический» характер звучания. В частности, в профессиональных электронных музыкальных инструментах и синтезаторах (см. главу 14 книги Р.А. Свореня [1] и главу 8 этой книги) часто стараются форму сигнала привести к синусоидальной, хотя это получается далеко не всегда.

Генераторы достаточно чистого синуса сложнее по устройству и в наладке, чем генераторы прямоугольника. Здесь нужно выдерживать точные соотношения фаз и амплитуд сигналов в разных точках схемы. Иногда синус пытаются имитировать, пропуская сигнал прямоуголь-

ной или треугольной формы через фильтры низкой частоты, что отсекает самые неприятные на слух высшие гармоники, но это только полумеры, годящиеся для самых примитивных и дешевых решений. Отметим, кстати, что иногда более хороших решений искать и не требуется: если, например, задача звукового сигнала состоит в том, чтобы привлечь внимание, то чем неприятнее он на слух, тем, очевидно, будет лучше. Потому не стоит городить генератор синуса для устройств вроде электронной сирены или кухонного таймера.

Мы не будем здесь подробно рассматривать условия для устойчивой генерации неискаженного синуса. В применении к LC-генераторам они достаточно подробно изложены в главе 11 книги Р. А. Свореня [1]. Идея состоит в том, чтобы передать часть сигнала с выхода на вход через обратную связь таким образом, чтобы выходной сигнал складывался со входным, поддерживая незатухающие колебания. Коэффициент обратной связи (т. е. передаваемую обратно долю выходного сигнала) при этом следует отрегулировать так, чтобы получить неискаженную форму синусоидального напряжения на выходе. Для этого нужно, чтобы общий коэффициент передачи со входа на выход с учетом обратной связи был строго равен единице (*условие баланса амплитуд*, Р. А. Сворень называл его «условие связи»). Кроме того, суммарный поворот фазы по прямому и обратному каналам должен быть равен нулю, или, что то же самое, 360° (*условие баланса фаз*, Р. А. Сворень называл его «условие фаз» – оно означает, что обратная связь положительная). Эти требования можно соблюсти разными путями – например, включая в отрицательную обратную связь с нужным коэффициентом передачи частотно-зависимые звенья с поворотом фазы на 180° на нужной частоте. Или используя комбинацию положительной и отрицательной обратных связей таким образом, чтобы совместить нужное усиление с нужным поворотом фазы на заданной частоте.

Подробности

Если не соблюсти условие баланса амплитуд (т. е. если коэффициент передачи больше единицы) при соблюдении условия фаз, то колебания не исчезнут, а будут стремиться к прямоугольной форме. Такое состояние получить гораздо проще. Большинство естественно возникающих колебаний именно так и получается: самовозбуждение усилителей тому пример. Системы автоматического регулирования (см. «Практикум» к главе 15 книги Р. А. Свореня [1]), как и любые системы с обратной связью, также могут приходить в состояние самовозбуждения, для чего достаточно обеспечить условие фаз. Скажем, описанный там автоматический выключатель освещения легко привести в колебательный режим, если просто замкнуть вход на выход: заставить управляемой лампочке светить прямо в датчик (или просто уменьшить зону гистерезиса). Другой всем известный пример – микрофонный эффект, т. е. нарастающий свист или гудение в динамиках, если звук из них попадает обратно в микрофон. При проектировании регуляторов и усилителей с этим явлением приходится бороться.

На звуковых частотах строить LC -генераторы синуса нецелесообразно – индуктивности получаются громоздкими и дорогими, а их характеристики далекими от идеала. Не встретите вы и низкочастотные кварцевые генераторы. Аналоговые генераторы на низких частотах делаются на основе RC -звеньев. При этом общим правилом для всех генераторов синуса является необходимость очень тщательного подбора компонентов – требование 1%-ной точности номинального сопротивления и емкости совершенно не исключительное. Потому чем меньше компонентов в схеме, тем проще их подобрать. Мы рассмотрим далее одно из самых компактных решений – вариант генератора на основе так называемого моста Вина, а потом узнаем, каким образом сложную задачу генерации синуса можно решить с использованием современной цифровой техники.

Эксперимент 23.

Генератор синусоидальных колебаний на основе моста Вина

Материалы и оборудование:

- два источника питания с выходным напряжением в пределах 9–12 В (сетевые адаптеры или лабораторный блок питания);
- микросхема двояного ОУ $\mu A747$ (можно заменить на отечественную К140УД20, а также на любую пару ОУ общего применения с граничной частотой не менее 0,5 МГц и двухполярным питанием до ± 12 В);
- резисторы (0,25 Вт) с допуском 1 % 1 кОм (2 шт.);
- резисторы (0,25 Вт) 7,5 кОм, 10 кОм, 20 кОм, 1 МОм;
- переменные резисторы 22 кОм, 1 МОм;
- керамические конденсаторы 1,0 мкФ, 0,1 мкФ, 10 нФ (по 2 шт., подобрать по равенству с точностью 1 %);
- диод импульсный 1N4148 (или аналогичный с временем восстановления не более 5–10 нс);
- транзистор полевой с pn -переходом (J-FET) и n -каналом 2N5457 (можно заменить на любой аналогичный маломощный);
- мультиметр с функцией измерения частоты или осциллограф.

Возможно, вам будет интересно узнать, что генератор на основе моста Вина изобрел в 1939 году Уильям Хьюлетт, один из основателей всемирно известной корпорации «Хьюлетт-Паккард». Прецизионный генератор звуковых частот с малыми искажениями был первым продуктом этой фирмы. Генератор синуса на основе моста Вина относится

ко второму типу гармонических генераторов – он использует обе разновидности обратной связи.

Рассмотрим свойства моста Вина (рис. 6.6) подробнее. Он состоит из двух RC -звеньев, в одном из них R_1 и C_1 включены последовательно, в другом R_2 и C_2 параллельно. Во всех практических случаях применения моста Вина принимается, что сопротивления, а также емкости равны между собой, т. е. $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$. Для переменного напряжения $U_{вх}$ мост образует делитель. При одной определенной частоте (она называется квазирезонансной) этот делитель имеет максимальный коэффициент передачи, равный ровно $1/3$, и при этом сдвиг фаз, равный нулю. Легко сообразить, что это условие наступает при равенстве активного и емкостного сопротивлений R и $x_c = 1/2\pi fC$. Если мы уходим от равенства в сторону высоких частот, то стремящееся к нулю емкостное сопротивление конденсатора C_2 снижает коэффициент передачи. При снижении частоты он также снижается из-за увеличения емкостного сопротивления конденсатора C_1 – можете проверить эти утверждения расчетами.

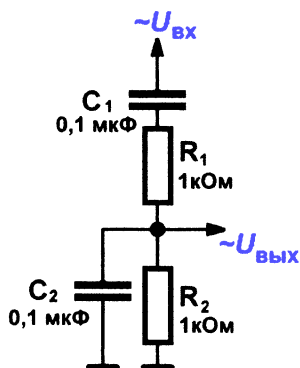


Рис. 6.6. Схема моста Вина

Отсюда квазирезонансную частоту можно рассчитать по формуле: $f = 1/2\pi RC$. При указанных на схеме величинах она будет равна примерно 1,5 кГц. Если мы теперь включим такой мост между выходом и положительным входом операционного усилителя, то останется довести общий коэффициент усиления до 1, чтобы получить колебания. Так как коэффициент передачи моста равен $1/3$, то коэффициент усиления ОУ должен составить ровно 3, а соотношение резисторов в отрицательной обратной связи – ровно 2 (так как усилитель относительно сигнала моста неинвертирующий). При уменьшении коэффициента усиления ниже 3 генерация срывается, причем эксперименты показывают, что

достаточно снизить его всего на 0,8 %. При малейшем увеличении коэффициента усиления генерация охотно срывается в противоположную сторону – вместо синуса схема начинает выдавать почти меандр, подобно генератору на рис. 6.2а.

Соблюсти столь тонкие требования простым подбором компонентов, конечно, невозможно. При изменении температуры с трудом подобранные параметры тут же «уйдут», и в лучшем случае начнутся искажения формы сигнала, в худшем – генератор вовсе перестанет работать. Для того чтобы стабилизировать коэффициент усиления точно на необходимом уровне, в цепи ООС применяют нелинейные элементы, настроенные таким образом, чтобы при малых амплитудах усиление было больше необходимого и падало по мере увеличения амплитуды.

Один из подобных генераторов на основе моста Вина рассмотрен в «Практикуме» к главе 11 книги Р. А. Свореня [1]. В нем в качестве стабилизирующего элемента использовано полупроводниковое термозависимое сопротивление – термистор. Существуют и другие способы подобной стабилизации – в принципе, для этого годится любой нелинейный элемент с зависимостью проводимости от напряжения или проходящего тока, причем даже неважно, в какую сторону – уменьшения или увеличения. У термистора сопротивление падает с увеличением напряжения (точнее, выделяющейся мощности), поэтому его ставят в обратную связь между выходом и входом, и по мере нагрева он коэффициент усиления снижает. В [5] вы можете найти классическую схему с лампочкой накаливания – у нее сопротивление с нагревом увеличивается, потому ее ставят в обратную связь между входом и землей с той же целью. Есть распространенная схема с диодами или стабилитронами в обратной связи (также установленными между входом и выходом). Каждая из подобных схем имеет свои плюсы и минусы в плане стоимости, удобства настройки, уровня достижимых искажений на выходе, стабильности и т. д.

Из всего этого разнообразия в дополнение к схеме, приведенной в книге Р. А. Свореня, мы покажем еще одну популярную схему – со стабилизацией на полевом транзисторе (рис. 6.7). Она потребляет ток гораздо меньший, чем схема с лампочкой накаливания, не так капризна в настройке, как диодная схема, и не подвержена зависимости искажений от температуры, как схема с термистором. Собственно генератор собран на первом ОУ (элемент DA1.1), второй усилитель включен повторителем сигнала с вывода потенциометра R_7 – с его помощью можно устанавливать уровень сигнала на выходе.

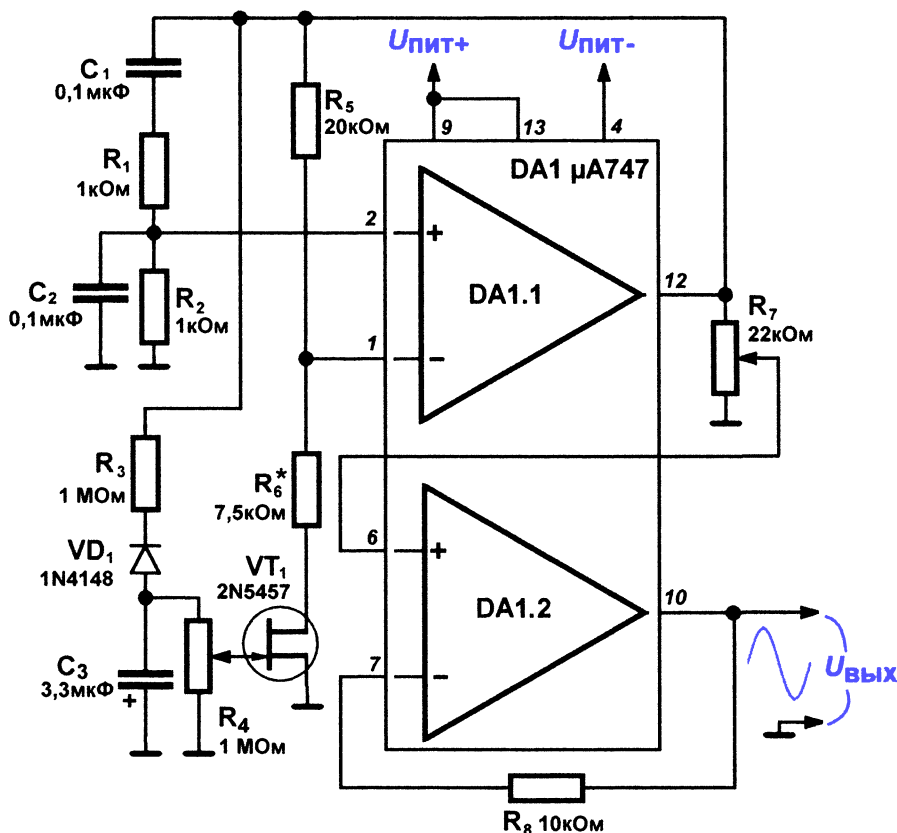


Рис. 6.7. Схема генератора на основе моста Вина

Генератор сравнительно просто настраивается подбором резистора (R_6) в обратной связи и смещения на затворе полевого транзистора VT_1 (потенциометр R_4) до получения неискаженного сигнала во всем диапазоне частот. Обратите внимание на полярность подключения диода VD_1 и конденсатора C_3 – на затворе полевого транзистора с pn -переходом в рабочем режиме должно быть отрицательное смещение относительно истока. Здесь оно образуется детектированием и последующим сглаживанием с помощью конденсатора C_3 отрицательной полуволны выходного синуса. Причем постоянная времени сглаживающего фильтра должна быть много больше периода сигнала, что здесь обеспечивается большой емкостью конденсатора C_3 и высоким сопротивлением R_3 . Если мы переборщили и сигнал при каких-то условиях начинает дрожать или дергаться, то следует уменьшить сопротивление этого резистора.

У приведенной на рис. 6.7 схемы есть несколько положительных качеств. Схема не капризна и достаточно устойчива в широком диапазоне питающих напряжений (тут, правда, многое зависит от применен-

ного типа ОУ). Самым неприятным свойством любых схем на основе моста Вина является необходимость точной подгонки сопротивлений резисторов (R_1 - R_2) и емкости конденсаторов (C_1 - C_2) моста. Точнее, это предпочтительное требование (в «Практикуме» к главе 11 книги [1] справедливо указано, что теоретически соблюдать точное равенство не обязательно). Однако, это касается только случая одной фиксированной частоты: при существенном неравенстве после переключения на другую частоту «уплывет» значение коэффициента деления от максимальной величины $1/3$, а значит, придется опять подгонять заново параметры отрицательной обратной связи, в том числе смещение полевого транзистора. Иными словами, выдержать значение амплитуды и неискаженную форму сигнала при перестройке частоты будет значительно сложнее. Потому для реальных конструкций оптимально, если компоненты во всех диапазонах подогнаны не хуже, чем с допуском 1 %.

Чтобы обеспечить перестройку частоты, нужно менять одновременно или оба резистора моста, или оба конденсатора. Про сдвоенные переменные конденсаторы забудьте – если вы их и найдете, то только для диапазона радиочастот. Причем постоянные резисторы несложно приобрести даже с более высокой точностью, чем необходимо, а вот пары одинаковых конденсаторов не так уж просто найти, особенно в широком диапазоне емкостей, требующихся для охвата всего звукового диапазона. Потому конденсаторы для каждого диапазона придется отбирать парами индивидуально.

Оптимально сделать генератор с фиксированным набором частот в ряде диапазонов с различными емкостями конденсаторов. Переключение между частотами внутри диапазона обеспечивается с помощью сдвоенных многопозиционных переключателей, коммутирующих пары постоянных резисторов. Например, три типа пар конденсаторов, отличающихся в 10 раз (например, 1,0 мкФ, 0,1 мкФ, 10 нФ), и наборы пар резисторов, выбранных в пределах 510 Ом – 5,6 кОм, обеспечат три перекрывающихся диапазона примерно 28–310 Гц, 280 Гц – 3,1 кГц и 2,8–31 кГц. Проверьте устойчивую работу схемы при замене конденсаторов в этих пределах.

Питание схемы выбрано симметричным двухполярным в пределах от ± 9 до ± 12 В. Его можно сделать и однополярным с искусственной средней точкой (мы уже останавливались на этом вопросе в Эксперименте 20). Но очень не рекомендуется выбирать питание с размахом от плюса до минуса менее 10 В. В этом случае начнут сказываться «неидеальности» выхода ОУ, его придется подбирать специально и не факт, что вам при настройке удастся устранить искажения во всем диапазоне частот.

Давайте теперь рассмотрим, как современная цифровая техника позволяет обойти все эти сложности, привнося, однако, свои проблемы.

Задания

1. Соберите схему генератора согласно рис. 6.7. Попробуйте менять частоту, заменяя емкости пары конденсаторов C_1 и C_2 . Оцените точность расчета частоты по приведенной формуле.
2. Проверьте, как повлияет на работоспособность генератора попытка установки пары резисторов с произвольным допуском (10 или 20 %) при различных номиналах емкостей C_1 и C_2 .

Эксперимент 24. Генератор синусоиды на микроконтроллере

Материалы и оборудование:

- два источника питания с выходным напряжением в пределах 9–12 В (сетевые адаптеры или лабораторный блок питания);
- плата контроллера Arduino Uno (можно Nano или Mini) с источником питания;
- 19 резисторов 10 кОм с допуском 1 % (можно заменить на любой номинал в диапазоне 5–50 кОм);
- микросхема двоянного ОУ $\mu A747$ (можно заменить на отечественную К140УД20, а также на любую пару ОУ общего применения с граничной частотой не менее 0,5 МГц и двуполярным питанием до ± 12 В);
- резисторы (0,25 Вт) 20 кОм, 10 кОм (2 шт.);
- переменный резистор 220 кОм;
- керамические конденсаторы 100 пФ, 1 мкФ, 0,1 мкФ (2 шт.);
- мультиметр с функцией измерения частоты или осциллограф.

Несмотря на то что генераторы в Эксперименте 21 построены на логических микросхемах, цифровыми они, конечно, не являются. Логические элементы здесь используются просто как удобные аналоговые усилители с предсказуемыми свойствами и простым управлением. Настоящий цифровой генератор построен совсем на других принципах – он использует числовой синтез нужной на выходе кривой вычислительными методами. Такой метод намного функциональнее любых аналоговых генераторов – простой заменой вычислительной формулы, без каких-то упражнений с паяльником и печатными платами, мы можем получить в принципе любую кривую, лишь бы хватало возможностей микроконтроллера.

Кстати, генерировать различные тона в звуковом диапазоне и даже существенно выше его Arduino умеет прекрасно: для этого даже есть специальная функция `tone()`. Но это не что иное, как аппаратно-про-

граммный генератор прямоугольных импульсов, подобным тем, что мы получали в Экспериментах 21 и 22, в его основе лежит навороченный счетчик-делитель, позволяющий менять выходную частоту с шагом 1 Гц (см. главу 10). Мы еще подробно остановимся на этих вопросах в главе 8. А здесь, как мы договорились, нужен настоящий синусоидальный сигнал, желательно с минимальными искажениями.

Вы, несомненно, слышали про устройство под названием АЦП (аналогово-цифровой преобразователь) – оно входит составной частью во многие современные микроконтроллеры, в том числе и в ATmega328 – основу Arduino. АЦП различной конструкции занимаются преобразованием аналогового сигнала в цифровой вид, и мы также еще будем подробно рассматривать их устройство (см. главу 9). А здесь нам нужна ровно обратная задача – преобразовать некий ряд цифр в аналоговую форму. Этим занимаются устройства под названием ЦАП – *цифроаналоговые преобразователи*.

Пусть у нас есть формула или заранее вычисленная таблица значений синуса по всему периоду с некоторым заранее заданным шагом. Ранее, до появления карманных калькуляторов, в школах и для инженерных расчетов именно такие таблицы («Таблицы Брадиса») и использовали, их можно было приобрести в книжном магазине. На бумаге мы можем построить график, откладывая рассчитанное по формуле или взятое из таблицы значение в оговоренном масштабе и соединяя точки плавной кривой. На самом деле можно соединять точки прямыми линиями или вообще никак не соединять – при достаточно частом размещении они сами сольются в непрерывную кривую.

Точно так же эти значения можно превратить в непрерывную последовательность уровней напряжения. Все ЦАП выполняют единственную задачу: построение в заданном масштабе уровней напряжения, величины которых заданы числом. Известный тем, кто уже сталкивался с Arduino, способ формирования аналогового сигнала под названием ШИМ (широтно-импульсная модуляция) тоже относится к методам цифроаналогового преобразования (недаром соответствующая функция называется `analogWrite()`). Это одна из разновидностей так называемого одноканального цифроаналогового преобразования – уровни напряжения оказываются закодированы в длительности всплесков и пауз сигнала. Для их преобразования в реальные уровни напряжения сигнал приходится дополнительно пропускать через фильтр низкой частоты. С помощью ШИМ можно построить генератор в том числе и синуса: все инверторы – преобразователи постоянного напряжения в переменное – именно этим и занимаются. Но, в силу невысоких возможностей 8-разрядных микроконтроллеров Arduino, таким способом весь диапазон звуковых частот с достаточной тщательностью перекрыть не получается. А схема для получения чистого синуса в широком диапазоне

частот оказывается сложной и капризной в настройке, с неизбежным просачиванием на выход несущей частоты, которую невозможно сделать достаточно высокой.

Поэтому для получения качественных синусоидальных колебаний в Arduino предпочтительно применять другие методы – параллельного цифроаналогового преобразования. Такие ЦАП воспринимают сразу целый байт кода и немедленно формируют на выходе нужный уровень напряжения. Скорость преобразования лимитируется только скоростью соответствующих схем, формирующих код на входе такого ЦАП. В микроконтроллерах это скорость извлечения нужных значений из таблицы в памяти (рассчитывать их каждый раз по формуле оказывается слишком долго) и подачи ее на выход, с чем 8-разрядные контроллеры вполне справляются. Параллельные ЦАП, в принципе, работают быстрее последовательных, вроде ШИМ, но их недостатком является ошибка преобразования, очень быстро растущая по мере увеличения разрядности, – точность зависит от тщательности подгонки сопротивлений резисторов, и уже для 16 двоичных разрядов результат оказывается довольно дорогим.

Для наших целей вполне подойдет 6-разрядное параллельное преобразование, которое имеет теоретическое отклонение сигнала от синусоиды не более $1/64 \approx 1,5\%$. Если хотите сделать лучше, придется приобрести более высокоразрядный фирменный ЦАП, так как на коленке его не изобразишь, а мы обойдемся самыми простыми методами. Одним из самых распространенных параллельных инструментов преобразования стала коммутируемая матрица типа R-2R. Она позволяет с помощью всего двух номиналов резисторов, отличающихся ровно в два раза, преобразовывать теоретически код любой разрядности. Принцип ее работы для 6-разрядного кода показан на рис. 6.8.

Установка в единицу какого-то разряда заставляет соответствующий вывод подключиться к напряжению $U_{оп}$, установка в нулевое значение – к «земле». Для иллюстрации работы матрицы на рисунке показан код с единственным разрядом, установленным в единицу, – самым младшим. Какое будет напряжение $U_{вых}$? Для анализа работы цепочки рассуждать можно следующим образом. Для начала представим себе, что все ключи замкнуты на «землю». Тогда нижние два резистора $2R$ подключены параллельно друг другу и образуют в сумме сопротивление R . Они оба в свою очередь подключены последовательно с первым снизу резистором в вертикальной ветви, величина которого тоже R , а значит, в сумме они дадут $2R$ – в схеме ничего не изменилось, только мы как бы удалили одну ветвь.

Если проделать это до самого верхнего звена, то в конце получим просто делитель $2R/2R$. Это значит, что, переключив верхний ключ

в единичное состояние, мы получим на выходе половину опорного напряжения $U_{оп}$. Спускаясь вниз в обратном порядке, мы обнаружим, что второй сверху ключ дает на выходе $1/4$ от $U_{оп}$, третий – $1/8$, четвертый – $1/16$, пятый – $1/32$ и последний, шестой, – $1/64$. Секрет цепочки R-2R в том, что для каждого ключа это происходит независимо от состояния остальных: в данном случае напряжение выхода будет $1/64$ от $U_{оп}$, но если мы переведем в единичное состояние, например, еще и третий ключ, то на выходе будет напряжение $(1/8 + 1/64) U_{оп}$, т. е. $9/64$, или примерно $0,14 U_{оп}$.

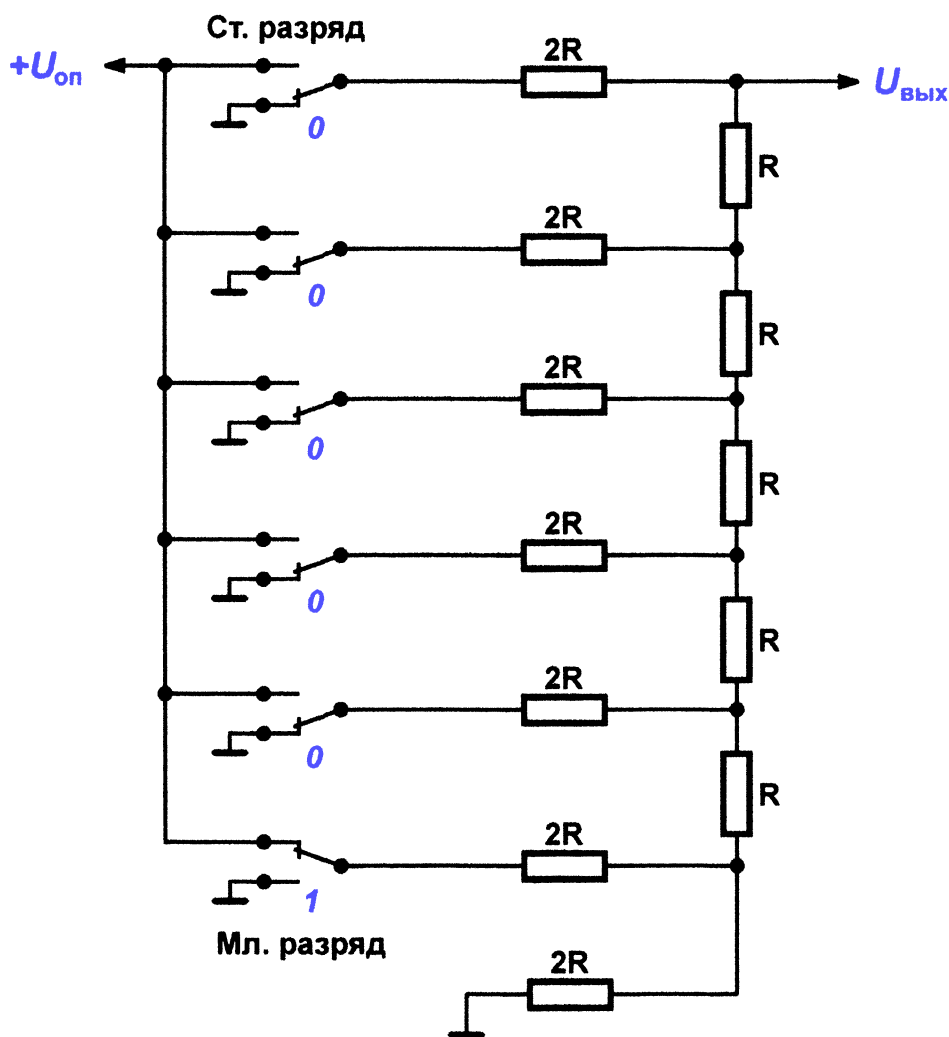


Рис. 6.8. Резистивная матрица R-2R

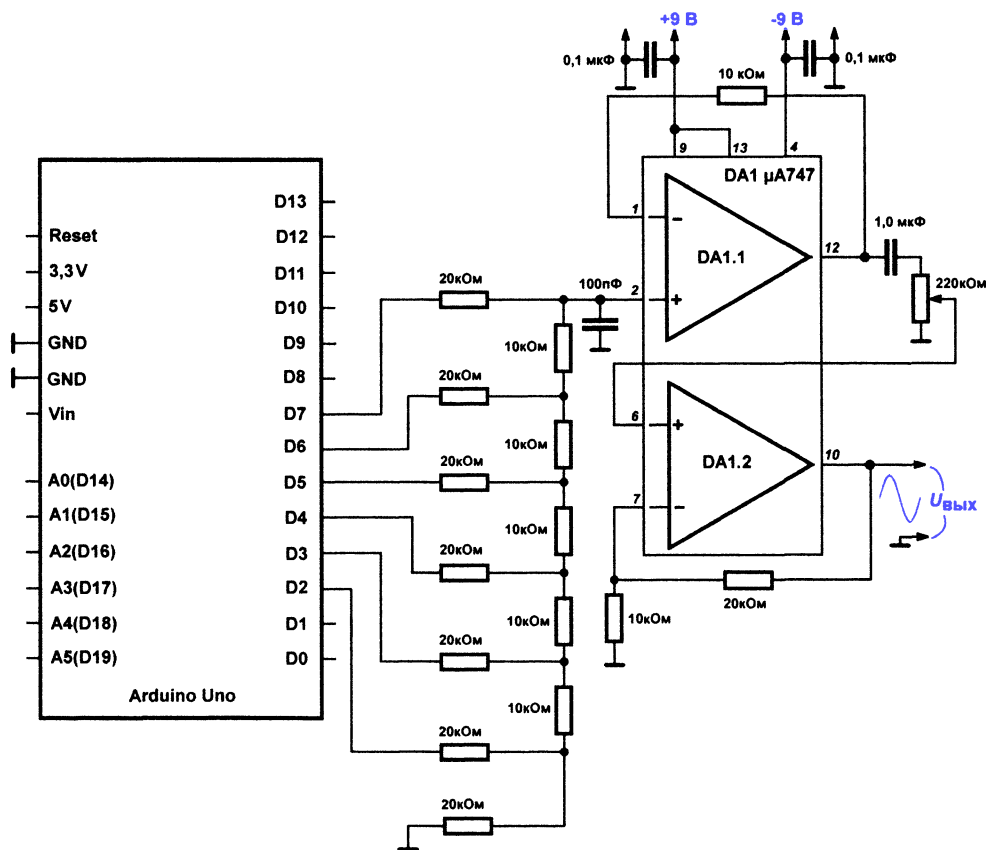


Рис. 6.9. Цифровой генератор синусоидальных колебаний на основе Arduino и матрицы R-2R

На рис. 6.9 показана реализация генератора синусоидальных колебаний на основе Arduino и R-2R матрицы в качестве ЦАП. Программа Arduino выставляет на выводах D2-D7 6-разрядный двоичный код, последовательно извлекаемый из заранее заготовленной таблицы (как мы говорили, рассчитывать каждый раз значение синуса по формуле оказывается слишком долго). Выбранные выводы D2-D7 представляют собой шесть старших подряд идущих разрядов порта D контроллера ATmega328. Два младших разряда (выводы D0 и D1) заняты под последовательный порт, через который идет программирование и обмен данными с компьютером. В принципе, их тоже можно использовать при необходимости, но тогда затрудняется отладка программы, а более 6 разрядов использовать все равно бессмысленно: вам не удастся сделать матрицу R-2R с точностью лучше 1 %. При желании повысить разрядность, как мы говорили, можно применить фирменный ЦАП, а в качестве контроллера тогда удобно выбрать Ar-

duino Mega, где портов больше, и свободно можно выбрать подряд идущие 8 разрядов.

Таблицу значений синуса можно рассчитать заранее в любой среде программирования или в электронных таблицах (например, Excel). Нам нужно получить синус, сдвинутый относительно нуля на половину напряжения питания (играющего здесь роль опорного напряжения $U_{оп}$) в 6-разрядном коде, притом сдвинутым на два разряда в сторону старших разрядов. Для сдвига достаточно байтовое значение умножить на 4. Формула для вычисления таблицы в цикле получится следующая:

$VSIN = 4 \cdot A \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot x/T) + A$; где $VSIN$ – целочисленная переменная размером в 1 байт; A – амплитуда в вольтах (2,5), π – число π ; T – период (количество точек в таблице); x – текущий номер вычисляемой точки.

Вычисления ведутся в цикле, x принимает значения от 0 до $T-1$. Для использования таймеров Arduino удобно, чтобы период состоял из 250 точек. Испытательная программа TestSIN, соответствующая схеме на рис. 6.9, следующая:

```
. . . . .
#define LEDPIN 13
byte ksin; // текущее значение синуса из таблицы
volatile byte count=0; //счетчик
const PROGMEM uint8_t sinewave[250]= // массив значений синуса
{124, 128, 132, 132, 136, 140, 144, 144, 148, 152, 156, 156, 160,
164, 168, 168, 172, 176, 180, 180, 184, 188, 188, 192, 196, 196,
200, 200, 204, 208, 208, 212, 212, 216, 216, 220, 220, 224, 224,
228, 228, 232, 232, 232, 236, 236, 236, 240, 240, 240, 240, 244, 244,
244, 244, 244, 248, 248, 248, 248, 248, 248, 248, 248, 248, 248, 248,
248, 248, 248, 244, 244, 244, 244, 244, 240, 240, 240, 240, 236, 236,
236, 232, 232, 232, 228, 228, 224, 224, 220, 220, 216, 216, 212, 212,
208, 208, 204, 200, 200, 196, 196, 192, 188, 188, 184, 180, 180, 176,
172, 168, 168, 164, 160, 156, 156, 152, 148, 144, 144, 140, 136, 132,
132, 128, 124, 120, 116, 116, 112, 108, 104, 104, 100, 96, 92, 92,
88, 84, 80, 80, 76, 72, 68, 68, 64, 60, 60, 56, 52, 52, 48, 48, 44,
40, 40, 36, 36, 32, 32, 28, 28, 24, 24, 20, 20, 16, 16, 16, 12, 12,
12, 8, 8, 8, 8, 4, 4, 4, 4, 4, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0,
0, 0, 4, 4, 4, 4, 4, 8, 8, 8, 8, 12, 12, 12, 16, 16, 16, 20, 20, 24,
24, 28, 28, 32, 32, 36, 36, 40, 40, 44, 48, 48, 52, 52, 56, 60, 60,
64, 68, 68, 72, 76, 80, 80, 84, 88, 92, 92, 96, 100, 104, 104, 108,
112, 116, 116, 120};

void timer1_ini(){
    // инициализация Timer1
    cli(); // отключить глобальные прерывания
```

```

TCCR1A = 0; // установить регистры в 0
TCCR1B = 0;
OCR1A = 9; //регистр совпадения (см. табл. 6.1)
TCCR1B |= (1 << WGM12); // включение в CTC режим
// Коэффициент деления (биты CS10 и CS11, см. табл. 6.1)
TCCR1B |= (1 << CS10); //закомментировать для 1/8
TCCR1B |= (1 << CS11);
TIMSK1 |= (1 << OCIE1A); //разреш. прерываний по сравнению
sei(); // включить глобальные прерывания
} //end ini timer1
void setup() {
PORTD=0x00; //начинаем со всех нулей в порту D
DDRD=0xFC; //старшие 6 бит порта D на выход
pinMode(LEDPIN,OUTPUT);
digitalWrite(LEDPIN,HIGH); //зажигаем светодиод
timer1_ini();
}

ISR(TIMER1_COMPA_vect){//прерывание timer 1 по сравнению
ksin=pgm_read_byte(&sinewave[count]); //знач. из таблицы
PORTD=ksin; //выводим его в порт D
count++; //увеличиваем счетчик
if (count==249) count=0; //после 249 значения опять нулевое
/*для 10 кГц - извлекаем каждое десятое значение
count+=10;
if (count>240) count=0;
*/
} //end timer

void loop() {
}
. . . . .

```

Напоминаю, что найти этот пример вы можете в архиве по адресу, указанному во введении «От автора».

Самое сложное в составлении программы – рассчитать необходимые параметры таймера для каждого диапазона частот. Мы здесь используем прерывание таймера 1 по сравнению. Частота прерываний (несущая частота для ЦАП) задается коэффициентом деления входной частоты таймера (биты CS12-CS10) и числом в регистре сравнения OCR1A. В каждом прерывании мы выводим одну точку из таблицы, значит, вывод полного периода займет 250 прерываний. Рассчитанные значения этих параметров для различных диапазонов частот сведены в табл. 6.1.

Таблица 6.1. Параметры для инициализации прерывания и вывода значений синуса

CS12	CS11	CS10	К. дел	OCR1A	Несущая частота	Кол-во данных на период	Частота синуса на выходе
0	1	0	1/8	7	250 кГц	25	10 кГц
0	1	0	1/8	7	250 кГц	25–250	10–1 кГц
0	1	0	1/8	7	250 кГц	250	1 кГц
0	1	0	1/8	7–79	250–25 кГц	250	1 кГц – 100 Гц
0	1	0	1/8	79	25 кГц	250	100 Гц
0	1	1	1/64	9	25 кГц	250	
0	1	1	1/64	9–99	25–2,5 кГц	250	100–10 Гц
0	1	1	1/64	99	2,5 кГц	250	10 Гц

Некоторые пояснения к таблице. Для диапазона частот выше 1 кГц быстроедействие Arduino может не хватать. Поэтому в этом диапазоне придется постепенно сокращать количество точек на период. 10 кГц с гарантией выводится без сбоев, если выбирать каждую десятую точку при коэффициенте деления таймера 1/8 и сравнении до числа 7 (т. е. деления частоты еще в восемь раз). Соответствующий пример закомментирован в тексте обработчика прерывания. Для промежуточных значений частот выбор может быть более частым, потому в таблице для диапазона 1–10 кГц указан интервал выбора от 25 значений на период (каждое десятое число) до всех 250 значений подряд.

При низких частотах, наоборот, приходится уменьшать частоту вывода прерываний. Для диапазона 100 Гц – 1 кГц несущая частота снижается в диапазоне от 250 до 25 кГц за счет постепенного увеличения числа в регистре сравнения OCR1A от 9 до 99. Для диапазона 10–100 Гц дополнительно увеличивается коэффициент деления основной частоты таймера до 1/64. Меняя эти параметры внешними переключателями, можно получить дискретный набор частот во всем диапазоне от 10 до 10 кГц. Реализовать это можно многими путями, потому расписывать схему генератора полностью мы не будем – см. подобные примеры в интернете. Учтите, что непрерывную перестройку частоты здесь реализовать не удастся, только дискретный набор predetermined значений. Для лабораторных целей, впрочем, это не имеет особого значения (стабильность частоты важнее абсолютного ее значения), а вот, например, для создания электронных музыкальных инструментов невозможность получения точно заданных значений частот окажется серьезным препятствием (см. главу 8).

Несколько слов про аналоговую часть схемы. Для построения матрицы R-2R с N-разрядами нужно N+1 резисторов с номиналом 2R и N-1 ре-

зисторов с номиналом R . В данном случае это семь резисторов с номиналом $2R$ и пять с номиналом R . Конечно, не стоит приобретать именно двукратные номиналы – резисторы будут подогнаны точнее, если составить либо $2R$ из последовательно соединенных R , либо R из параллельно соединенных $2R$. Но сами резисторы должны быть из одной партии и с допуском не хуже 1 % – в противном случае характеристики матрицы не будут вписываться даже в наш 6-разрядный код. Сам номинал не имеет принципиального значения – величина R может выбираться в диапазоне от единиц килоом (более низкие сопротивления будут «сажать» выходное напряжение портов Arduino) до десятков килоом (более высокие будут «накапливать» внешние помехи).

Сдвоенный ОУ DA1 предназначен для разделения выхода матрицы от внешней нагрузки и окончательного формирования выходного сигнала. Первый ОУ служит просто буферным повторителем. На его входе стоит простенький фильтр из одного конденсатора 100 пФ для снижения цифровых шумов и сглаживания формы синуса. Так как сигнал на выходе матрицы сдвинут относительно нуля на величину амплитуды (он целиком лежит в положительной области), то на выходе первого ОУ установлен разделительный конденсатор, формирующий нормальный синус в плюс и минус относительно «земли». Второй ОУ усиливает этот сигнал в три раза – амплитуда сигнала на выходе ЦАП, составляющая чуть меньше 2,5 В, все-таки слабовата для практических применений. А с помощью переменного резистора 220 кОм его можно ослабить при необходимости.

Arduino питается от своих источников (либо USB, либо сетевой адаптер), поэтому источник питания 5 В на схеме не указан. Заметьте, что в готовом генераторе Arduino лучше питать через отдельный 5-вольтовый аналоговый стабилизатор, выход которого подключен к выводу 5 В – так в схеме будет меньше лишнего шума по питанию, а напряжения на выходах портов, управляющих матрицей, будут стабильнее (не забывайте отключать этот стабилизатор при подключении программирующего кабеля к USB!). А ОУ необходимо питать от двух разнополярных источников не менее 9 В каждый, причем достаточно высокого качества в смысле наличия шумов и нестабильностей. Идеально установить прямо на плате поблизости от ОУ свои отдельные 9-вольтовые аналоговые стабилизаторы питания. Но даже в этом случае в данной схеме абсолютно необходимо соблюдать общую рекомендацию для всех ОУ, установив поблизости от его выводов развязывающие конденсаторы 0,1 мкФ (они специально показаны на схеме), – так всегда следует поступать при объединении цифровых и аналоговых узлов в одном устройстве.

Задания

1. Соберите схему согласно рис. 6.9. Закачайте в контроллер тестовую программу с параметрами коэффициента деления частоты таймера 1/8 и значения регистра сравнения OCR1A, равным 7. Изменения вносятся прямо в текст программы, в процедуру `timer1_ini()`, согласно табл. 6.1 и комментариям в тексте (частота 1 кГц). Измерьте частоту и напряжение сигнала на выходе (для измерения напряжения мультиметр подключается на измерение переменного напряжения).
2. Меняя параметры в соответствии с табл. 6.1, проверьте работу генератора во всем диапазоне частот. При наличии осциллографа оцените, насколько искажается форма сигнала по мере повышения частоты сверх 1 кГц.

Эксперимент 25. Кварцевые генераторы

Материалы и оборудование:

- источник питания с выходным напряжением 5 В (сетевой адаптер или лабораторный блок питания);
- микросхемы CD4011 (K561ЛА7), CD4049 (K561ЛН2), 74НС00, 74НС02, 74НС04;
- резисторы (0,25 Вт) 360 кОм, 560 кОм, 620 кОм, 2,4 МОм, 10 МОм, 22 МОм;
- керамические конденсаторы 22 пФ, 39 пФ, 56 пФ (по 2 шт.);
- кварцевые резонаторы 32768 Гц («часовой» РК-206 или его аналоги в круглых корпусах 6×2 или 8×3 мм); 1 МГц, 4 МГц (в низких корпусах НС-49S или стандартных НС-49U);
- мультиметр и осциллограф.

Кварцевые резонаторы (в просторечии «кварцы») используют пьезоэлектрический эффект – если к пластинке кварца, вырезанной из кристалла в определенной ориентации, приложить изгибающее механическое усилие, на ее гранях появится разность потенциалов. И наоборот – приложенное к такой пластинке напряжение заставит ее изогнуться (эффект очень мал, но это не мешает на такой основе строить насосы для струйных принтеров и наноманипуляторы для электронных микроскопов). То есть если каким-то образом усилить появляющуюся разность потенциалов и подать ее в нужной фазе обратно на кристалл, то мы получим типичный гармонический генератор. По принципу действия он ничем не отличается от, например, механических часов или генератора на основе колебательного контура, в нем точно так же энергия

периодически перетекает из одной формы в другую, а источник питания с помощью усилителя и обратных связей восполняет потери.

Однако есть один нюанс, который выделяет кварцевые генераторы из ряда. Он заключается в том, что кварц, как физический материал, чрезвычайно стабилен. Он механически прочен, не поддается старению, а самое главное – имеет один из самых низких в природе температурных коэффициентов расширения. Поэтому кварцевые генераторы имеют беспрецедентную добротность, измеряемую тысячами и десятками тысяч, в отличие от колебательных контуров, у которых в идеальном случае добротность едва дотягивает до 100 (о том, что такое добротность, см. книгу Р. А. Свореня [1], главы 7 и 11). Лучше, чем у кварца, добротность встречается только в оптических резонаторах (лазерах). Но еще важнее, что его резонансная частота мало зависит от температуры – уход частоты у хороших кварцев измеряется единицами или десятками миллионных долей на градус. И даже у самых плохих кварцев, изготовленных, по распространенному выражению, «на задворках Шанхая», уход все-таки не превышает сотен миллионных долей на градус.

Подробности

Иллюстрация к возможностям кварцев: возможно, вы удивитесь, но даже самые дорогие механические часы, изготовленные в Швейцарии и стоимостью в десятки тысяч долларов, имеют точность хода хуже, чем любые «ширпотребовские» наручные часы на основе кварцевого резонатора. Это утверждение легко проверить, если покопаться в паспортах часов, доступных в интернете: точность хода механических часов измеряется в секундах в сутки, а кварцевых – в секундах в месяц. То есть теоретический уход показаний времени, гарантированный производителями, у механических и кварцевых часов может различаться даже не в разы, а в десятки раз. Швейцарские или японские кварцевые часы будут, несомненно, лучше «ширпотребовских» кварцевых, но просто за счет более тщательного отбора резонаторов, в остальном они мало чем отличаются.

Нельзя сказать, что весь потенциал, заключенный в кварцевом резонаторе, так уж легко реализовать. Имея даже самый хороший отобранный кварц, вам придется потрудиться, чтобы достичь точности поддержания частоты, которую он в принципе позволяет. Но в большинстве практических случаев этого не требуется – если не влезать в радиотехнические задачи, то вполне можно обойтись и простейшими решениями. Особенно для задач цифровой техники, где не требуется выдерживать синусоидальную форму сигнала, а достаточно прямоугольной генерации.

На рис. 6.10а приведена классическая схема Пирса, по которой делается большинство кварцевых генераторов для цифровой техники, в том числе и встроенные генераторы микроконтроллеров. Инвертор, тип которого на схеме не указан, в принципе, может быть любым из КМОП-серий логических микросхем. Чаще всего такую схему приводят с ло-

гическим элементом из серии 4000В «ИЛИ-НЕ» (CD4001, К561ЛЕ5) или «И-НЕ» (CD4011, К561ЛА7) с объединенными входами, подобно второму и четвертому элементам на рис. 6.4. Чтобы не перегружать выход (это будет влиять на стабильность), нагружать такой генератор можно только на один-два КМОП-входа, поэтому обычно на выходе ставят еще и буферный элемент. Если же частота с выхода подается, например, только на вход КМОП-счетчика, то буферный элемент можно и не ставить.

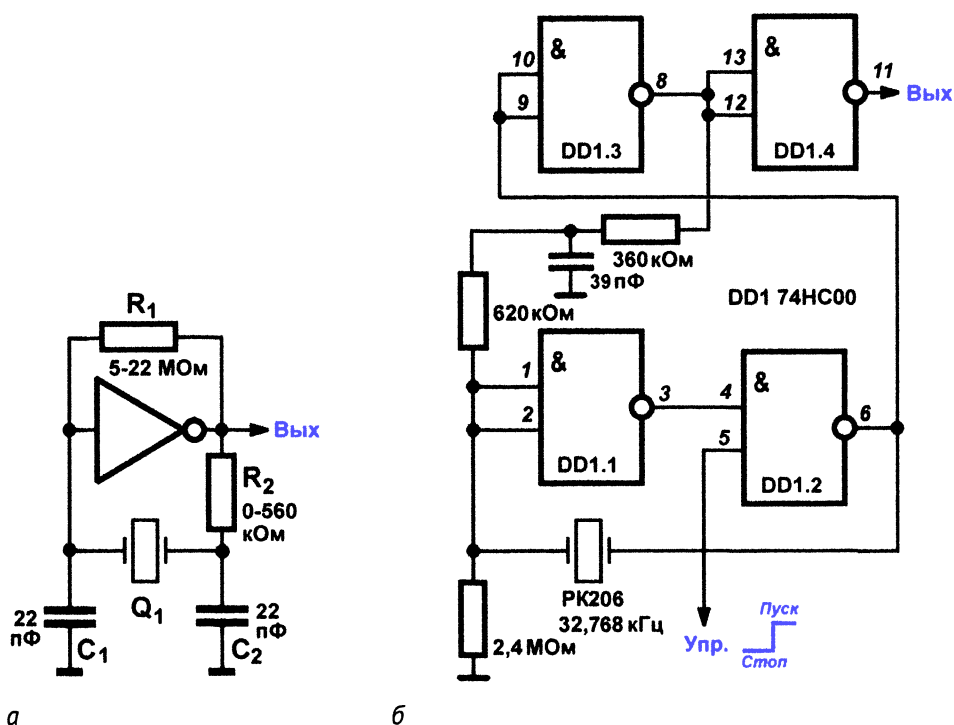


Рис. 6.10. Схемы кварцевых генераторов: а – универсальная схема Пирса; б – малопотребляющая схема с быстрым запуском

С указанными микросхемами генератор вполне устойчиво работает при питании 5 В и частотах от часового кварца (32768 Гц) до 1 МГц. Только для разных частот (и, возможно, разных типов кварцев) придется подбирать элементы схемы: так, для «часового» кварца сопротивления максимальны (R_1 от 10 до 22 МОм, R_2 – 510–560 кОм), для частот выше 500 кГц R_2 можно удалить вовсе, а R_1 снизить до 1–5 МОм, одновременно увеличив емкости C_1 и C_2 до 56–62 пФ. Можно вместо логических элементов применить простой инвертор (CD4049, К561ЛН2), но приготовьтесь, что при переходе на них также придется подбирать номиналы элементов, особенно на низких частотах. Параметры схемы сильно зависят от внутреннего устройства инвертора (от его собственного коэффициента усиления), а этот параметр в документации обычно не указывается,

оттого и такая неопределенность. Повысить частоту до 10 МГц можно, если заменить серию CD4000 на быстродействующую КМОП (74НС00, 74НС02, 74НС04).

При оптимально подобранных элементах для часового кварца 32768 Гц типа РК-206 или его китайских аналогов схема рис. 6.10а потребляет несколько десятков микроампер при напряжении питания 5 В. Запускать такой генератор при повышенном напряжении питания (более 9 В), несмотря на то что микросхемы серии 4000 это позволяют, с миниатюрными «часовыми» кварцами не рекомендуется. Ее недостатком является то, что на низких частотах схема достаточно долго «заводится» при включении – установление режима для «часового» кварца 32 768 Гц может занимать секунды, в зависимости от значения емкостей, и в это время схема потребляет довольно большой ток – до 15 мА.

Этого недостатка лишена более сложная схема на рис. 6.10б, которая при указанных на схеме номиналах элементов работает только при частотах в десятки килогерц, т. е. ориентирована на «часовые» кварцы. Для более высоких частот величины номиналов нужно снижать, подбирая по «месту». Потребление такой схемы при напряжении питания 3,3 В и использовании указанных на схеме логических элементов серии 74НС составляет 180 мкА (3 мА в момент включения), а время выхода на режим при включении питания или подаче разрешающего высокого уровня на вход управления не превышает 0,2–0,3 с. При отключении подачей низкого уровня на вход управления схема потребляет меньше 1 мкА. В этой схеме резонатор работает в более щадящем режиме, чем в схеме на рис. 6.10а.

Задания

1. Проверьте работоспособность генератора по схеме рис. 6.10а на основе микросхем разных типов с разными частотами кварцев, учитывая рекомендации по подбору параметров компонентов. Проверьте наличие частоты на выходе с помощью осциллографа. Начните с микросхемы 561ЛА7 и «часового» кварца с максимальными параметрами резисторов. Уточните цифры потребления при разных частотах кварцев с использованием разных типов микросхем.
2. С помощью осциллографа оцените форму сигналов на выходе при различных частотах и сериях микросхем. Особенно обратите внимание на форму при максимальном значении частоты 1 МГц для различных микросхем серии 4000. Также оцените форму и размах сигнала на входе инвертора.
3. Соберите схему рис. 6.10б. Проверьте потребление при запуске, в рабочем состоянии и состоянии покоя, включая и выключая генерацию подачей уровней на управляющий вход.

Глава 7

Способы дистанционной передачи информации

Со времени выхода книги Р. Свореня [1] ученые и инженеры наизобретали великое множество новых способов связи на расстоянии. Собственно, в этом и заключается суть нашего времени, которое уже назвали информационным веком. Сегодня передача любой информации на любое расстояние не представляет проблемы. Самостоятельное применение бóльшей части этих способов для передачи данных в своем проекте связано с использованием компьютеров как минимум в виде микроконтроллеров, т. е. с необходимостью программирования. Зато вы избавлены от составления громоздких и сложных в наладке схем передачи и приема команд по радио или по ИК-каналу на дискретной элементной базе: отдельных транзисторах, колебательных контурах, счетчиках, дешифраторах и мультиплексорах. Городить подобные схемы сегодня нет никакой нужды даже в элементарных случаях передачи одной-двух команд управления на расстояние несколько метров.

Тем не менее мы здесь рассмотрим сначала вариант решения простейшей задачи передачи одной-единственной команды в пределах прямой видимости традиционными методами, без всяких микроконтроллеров. Построим такую систему на практическом примере охранной сигнализации, где передаваемая информация заключается в факте пересечения некоего периметра достаточно большим предметом, не пропускающим свет. Используемый здесь метод может применяться и в других случаях передачи однобитной команды типа «да-нет».

Эксперимент 26.

Датчик охраны периметра с лазерным лучом

Материалы и оборудование:

- Передатчик:
 - источник питания с выходным напряжением +3,5–5 В (сетевой адаптер или блок из трех батареек АА);

- микросхема CD4011 (можно заменить на K561ЛА7, CD4001, K561ЛЕ5, а также 74НС00, 74НС02 с учетом разводки выводов);
- резисторы (0,25 Вт) 1 кОм, 51 кОм;
- керамический конденсатор 0,1 мкФ;
- *n-p-n*-транзистор BC337 или аналогичный, с рассеиваемой мощностью не менее 200 мВт;
- стабилизатор напряжения с током до 100 мА и малым падением вход–выход LP2950–3,0;
- лазерный модуль 5 мВт, питание 3–5 В, форма выходного луча – точка. Модуль S-5 фирмы Komoloff можно заменить на S-9 или аналогичные.
- Приемник:
 - источник питания с выходным напряжением +12 В (сетевой адаптер или лабораторный блок питания);
 - фототранзистор L-3DP3C (L-32P3C) или аналогичный;
 - микросхемы: LM311 (можно заменить на отечественные K554СА301 или K554СА3 с учетом разводки выводов); CD4001 (K561ЛЕ5);
 - резисторы (0,25 Вт) 1 кОм, 5,1 кОм, 24 кОм, 100 кОм (4 шт.), 1 МОм;
 - переменный резистор 10 кОм;
 - керамические конденсаторы 1,0 мкФ (2 шт.), 2,2 мкФ;
 - *n-p-n* транзистор BC337 или аналогичный;
 - излучатель звука со встроенным генератором и питанием 12 В (например, HCM1612X);
 - мультиметр и осциллограф.

Датчик охраны периметра основан на всем понятной идее срабатывания какого-либо устройства при пересечении светового луча. Не стоит пытаться сделать такой датчик на основе светоизлучающего диода – понятно, что у любого устройства с рассеянием света в пределах 30–60°, как у обычных светодиодов, мощность излучения с расстоянием падает очень быстро. Приходится излишне увеличивать чувствительность приемника, а это не очень здорово, так как ведет к увеличению количества ложных срабатываний. Например, попытка приспособить описанный в следующем Эксперименте 27 очень чувствительный фотоприемник ИК-диапазона для такой задачи закончится неудачей: приемник будет срабатывать на любой достаточно мощный перепад освещенности далеко за пределами ИК-диапазона (зашедшее за тучу солнце, включенный или выключенный свет уличного фонаря и т. д.).

В случае, когда невозможно соблюсти точное пространственное размещение источника и приемника друг относительно друга и приходится применять излучатели с большим углом рассеяния, для предотвра-

щения ложных срабатываний используют специальное кодирование сигналов, о чем мы поговорим в следующем Эксперименте. Но для простой бинарной задачи («есть пересечение луча – нет пересечения») это избыточное решение. Проще использовать лазерный модуль, который можно настроить в принципе на любое расстояние в пределах десятка-другого метров, и обойдется это совсем в небольшие деньги. Отметим, что реализация функциональности приведенной далее схемы приемника на микроконтроллере еще больше бы упростила и удешевила решение, но мы сейчас рассмотрим, как с этим можно справиться «по старинке».

Подробности

Лазерные диоды, лежащие в основе лазерных модулей, – довольно капризная штука. В отличие от обычных диодов они совершенно не переносят перегрузок по питанию, даже микросекундной длительности. Поэтому в каждый такой модуль встроены стабилизаторы тока, иногда довольно сложные по конструкции. В основном от качества стабилизатора и зависит цена модуля, которая простирается от нескольких десятков рублей до десятков тысяч. В нижнем ценовом диапазоне, кроме того, могут встречаться модули со всякими странностями: например, изделия из серии DSP6505 фирмы DESHENG, согласно документации, имеют время прогрева до 2 с и для работы в нашей схеме совершенно не годятся (спасибо производителю, что указал этот параметр). Дешевый Arduino-модуль KY-008 годится разве что для отладки схемы – в нем отсутствует нормальный стабилизатор тока (ситуация совершенно аналогичная дешевым светодиодным лампочкам). Вы можете, конечно, приобрести простую лазерную указку, и она, возможно, даже заработает в нашей схеме (не забудьте для нее стабилизировать отдельное пониженное питание!), но помните, что так вы поступаете на свой страх и риск – если соберетесь делать сигнализацию всерьез, то озаботьтесь хорошим лазером.

Для нашей цели годятся модули ценой (в обычных интернет-магазинах) от нескольких сотен рублей (5–10 долл. и более). Модуль с мощностью выше 5 мВт покупать не следует: можно повредить глаза себе или домашним животным – кошки обожают гоняться за яркой точкой. Не нужно также тратить деньги на дорогие модели с фокусировкой луча на разных расстояниях – при нужде немного подвигать фокусирующую линзу можно почти у любого модуля.

На схеме передатчика (рис. 7.1) указан лазерный модуль S-5 отечественной фирмы Komoloff с потреблением 50 мА и напряжением питания 2,7–3,3 В. Указанный малогабаритный стабилизатор LM2950-3.0 «держит» напряжение 3 В на выходе при снижении входного вплоть до 3,5 В и даже ниже, т. е. до истощения батареек, если питание подается от них. Если найдете подходящий модуль с питанием 5 В (неважно, красный или зеленый), стабилизатор можно удалить из схемы.

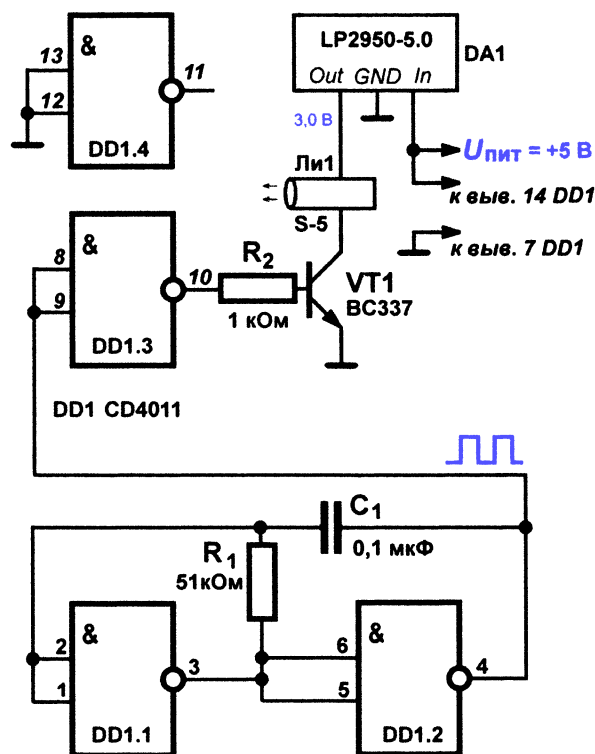


Рис. 7.1. Передатчик на основе модулированного лазерного модуля

Подробности

В виде исключения на схеме показано, к каким выводам микросхемы CD4011 подключать питание, а также неиспользуемый элемент DA1.4 с заземленными входами – как напоминание, что оставлять неподключенными входные выводы даже не участвующих в схеме элементов не рекомендуется. Ранее мы составляли макеты, где эту рекомендацию соблюдать необязательно, а здесь мы видим схему готового прибора. Как мы уже говорили, обычно такие нюансы опускаются, чтобы не загромождать схему, так что, если забудете, где находятся выводы питания и входы неиспользуемых элементов – см. приложение 2, а также фирменную документацию.

Конструкция на микросхеме CD4011 представляет собой генератор симметричного меандра с частотой около 100 Гц. Транзистор VT₁, включенный по схеме с общим эмиттером, с этой частотой модулирует луч, включая и выключая лазерный модуль. В пространство излучается прерывистый лазерный луч красного или зеленого цвета, в зависимости от модуля. В сухом воздухе, он, кстати, точно так же невидим, как и инфракрасный – наблюдается только яркая точка на приемном конце. Мерцание с частотой 100 Гц глазом незаметно, и точка (точнее, кружочек диаметром миллиметров 10–12) воспринимается, как просто горящая.

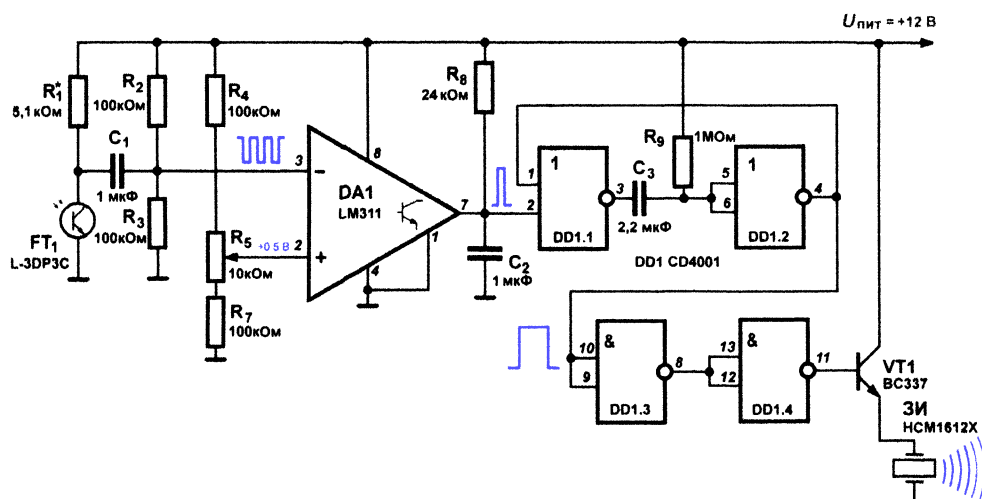


Рис. 7.2. Приемник модулированного лазерного света со звуковым сигналом на выходе

В приемной части (рис. 7.2) свет от лазера прежде всего попадает на делитель напряжения, составленный из резистора R_1 и фототранзистора FT_1 . Сопротивление фототранзистора резко уменьшается при попадании достаточно яркого света, и выходное напряжение на делителе падает. Прежде чем собирать всю схему, целесообразно настроить этот делитель отдельно. Для этого подключите лазерный модуль из передатчика к постоянному напряжению питания (3 или 5 В, в зависимости от модуля) и направьте его луч точно на фототранзистор, желательно с расстояния в несколько метров. Фототранзистор имеет свою диаграмму направленности, потому он должен быть расположен точно по оси луча, ни в коем случае не под углом к нему.

При отсутствии засветки лазером (даже при наличии постороннего рассеянного света) напряжение на выходе делителя будет в любом случае близко к напряжению питания. Оно может заметно снижаться разве что при попадании прямого солнечного света. Чтобы этого избежать, фототранзистор можно поместить в непрозрачную трубку. Далее включите лазер, проверьте совпадение осей луча и фототранзистора и подберите сопротивление резистора R_1 так, чтобы при засветке напряжение на выходе засвеченного делителя снижалось не менее, чем на 3–4 В. После этого можно вернуть лазерный модуль в передатчик и собрать схему приемника полностью.

Схема представляет собой чувствительный компаратор, управляющий одновибратором с выходом на излучатель звука со встроенным генератором. Для исключения влияния постоянной составляющей из-за посторонней засветки входной делитель компаратора R_2/R_3 отделяется

от приемного делителя R_1/FT_1 конденсатором C_1 . В исходном состоянии на отрицательном входе компаратора оказывается напряжение половины питания. На втором (положительном) входе с помощью потенциометра R_5 устанавливается напряжение чуть выше половины питания (около +0,5 В), с тем чтобы на выходе компаратора оказался высокий уровень напряжения (выходной транзистор компаратора заперт, конденсатор C_2 заряжен через резистор R_8). От установленного на положительном входе уровня зависит чувствительность всей системы, поэтому переменный резистор лучше оставить в окончательной схеме для регулировки чувствительности «по месту» – излишняя чувствительность приведет к ложным срабатываниям из-за помех.

Когда модулированный луч попадает на приемник, проникающие на отрицательный вход компаратора импульсы заставляют выходной транзистор периодически открываться. Импульсы следуют с периодом 10 мс (частота 100 Гц), половину этого времени транзистор находится в открытом состоянии, половину в запертом. За время первого же открытого состояния он успевает быстро разрядить конденсатор C_2 – сопротивление открытого выхода компаратора LM311 составляет единицы ом. Постоянная времени R_8C_2 почти в пять раз больше, чем половина периода входных импульсов, потому за время запертого состояния конденсатор успевает зарядиться едва на 20 % (см. формулу на рис. 3.4а). На выходе компаратора устанавливается уверенный низкий уровень. Это рабочее состояние, в котором приемник пребывает длительное время.

Часть схемы после компаратора представляет собой одновибратор (элементы DD1.1 и DD2) со звукоизлучателем («буззером») в качестве нагрузки. Транзистор VT_1 , включающий звукоизлучатель, подключен к выходу одновибратора через два свободных инвертора (элементы DD1.3 и DD1.4), играющих роль буфера-усилителя и в работе схемы не участвующих. Заметим, что излучателей звука со встроенным генератором выпускается великое множество. Пьезоэлектрические меньше потребляют и громче звучат, чем электромагнитные, но дороже. Так как транзистор BC337 может управлять нагрузкой до 0,5–0,8 А (лишь бы не перегревался), то нам годится любой излучатель с подходящим напряжением питания.

В главе 6 мы «проходили» одновибратор на таймере 555 (Эксперимент 22), сейчас вы видите одну из альтернативных схем, с которой обращаться гораздо удобнее. Работает схема следующим образом: в состоянии покоя на выходе второго (правого) элемента «ИЛИ-НЕ» (вывод 4 микросхемы) состояние логического нуля, так как его вход подключен к высокому уровню (питанию) через резистор R_6 . Поскольку на входе одновибратора (вывод 2 микросхемы) в исходном состоянии тоже логический ноль, то на выходе первого (левого) элемента «И-НЕ» (вывод

3 микросхемы) логическая единица, и конденсатор разряжен. При переключении входа схемы в состояние высокого уровня, на выходе первого элемента «И-НЕ» возникает состояние логического нуля, которое через дифференцирующую цепочку RC передается на вход второго элемента, так что на выходе схемы и соединенном с ним втором входе первого элемента (вывод 1 микросхемы) оказывается логическая единица.

Это состояние схемы, уже независимо от уровня входного сигнала, будет устойчиво: обратная связь как бы перехватила и зафиксировала уровень нуля на выходе на время, пока конденсатор заряжается от выхода первого элемента через резистор R . Через время, примерно равное произведению RC , конденсатор зарядится до порога срабатывания выходного элемента «И-НЕ», и выход схемы скачком перейдет обратно в состояние логической единицы по выходу опять же независимо от состояния входа. Возникает положительный импульс длительностью $\approx R_9 \cdot C_3$ (около двух секунд), через буферы DD1.3 и DD1.4 и транзистор VT₁, подающий питание на звукоизлучатель.

Именно это и происходит в схеме при прерывании луча. Когда на вход компаратора перестают поступать импульсы, его выход «замирает» в состоянии высокого уровня (выходной транзистор закрыт). Через время около 15–20 мс конденсатор C_2 зарядится до порога срабатывания КМОП-элемента DD1.1 (примерно половина напряжения питания), и одновибратор работает. Если луч восстановится в течение времени, необходимого для зарядки конденсатора C_2 , конденсатор опять очень быстро разрядится и срабатывания не произойдет. Можно попробовать увеличить эту «зону нечувствительности» (увеличивая номинал резистора R_9), но при этом следует иметь в виду, что слишком длинная пауза до включения сигнализации снизит вероятность обнаружения настоящего нарушителя.

Задания

1. Соберите и отладьте устройство по рис. 7.1–7.2. С помощью натуральных испытаний определите максимальное расстояние, на котором система еще уверенно работает.
2. Бросая поперек луча мелкие предметы, определите, при каких нарушениях периметра возникают ложные срабатывания. Проверьте, нельзя ли обмануть систему, проскочив луч всем телом, но очень быстро. Подумайте, как бы вы доработали систему с тем, чтобы исключить ложные срабатывания от падающих листьев или летучих насекомых, но сохранив чувствительность к большим предметам?
3. Предложите вариант системы, включающий освещение при пересечении периметра в одну сторону и выключающий при пересечении обратно.

Эксперимент 27.

Передача кодированных сигналов по ИК-каналу

Материалы и оборудование:

- Передатчик:
 - любой ИК-пульт от бытовой техники.
- Приемник:
 - плата Arduino Uno;
 - ИК-приемник TSOP1736 или TSOP1738 (заменяется на любой другой с питанием 5 В и рабочей частотой 36–38 кГц);

В этом эксперименте мы попытаемся решить другую, более сложную задачу передачи нескольких (вообще говоря, произвольного количества) разных команд на небольшое расстояние. Типичная задача такого рода – дистанционный пульт управления телевизором или другой домашней техникой. Поскольку все задачи такого рода с технической точки зрения одинаковы (различаются лишь конечные исполнительные устройства), то мы не будем усложнять, и в качестве передатчика команд используем готовый ИК-пульт управления от какого-то (абсолютно любого) устройства, имеющегося в доме. Если есть желание построить такой пульт самостоятельно, в интернете полно рецептов на самых разных платформах, от Arduino до Android-смартфонов.

А здесь мы сосредоточимся на приемнике, причем в самом общем виде – только с сигнальным устройством, позволяющим зафиксировать факт приема нужной команды. К такой универсальной схеме при соответствующей доработке можно приставить любое исполнительное устройство: серводвигатель для открывания окон или раздвигания штор, реле для дистанционного включения света, многокомандные системы управления игрушечными моделями и т. д.

И главное, вы увидите, насколько задача построения подобной схемы упрощается при использовании микроконтроллеров. Между прочим, когда-то производители телевизоров стали в первых рядах применения микроконтроллеров в бытовых устройствах – именно для обслуживания дистанционных пультов. Собственно, весь приемник команд состоит из двух компонентов: приемника-формирователя ИК-сигналов и микроконтроллера, в качестве которого для макета можно использовать стандартный Arduino Uno. Устройство настолько простое, что мы даже не будем рисовать привычную принципиальную схему, а поступим, как на модных Arduino-сайтах: нарисуем наглядную монтажную схему в виде изображений компонентов (рис. 7.3).

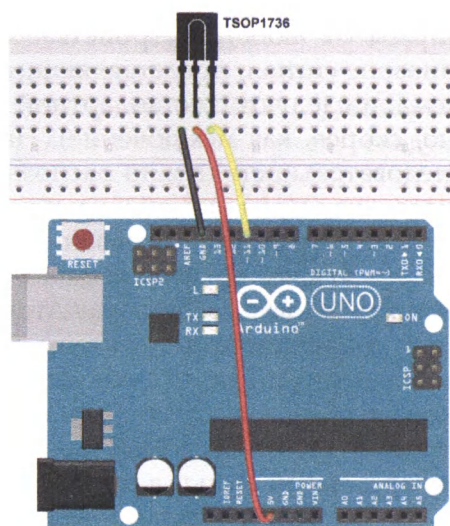


Рис. 7.3. Подключение ИК-приемника к Arduino Uno

Подробности

Сразу необходимо сделать два замечания. Во-первых, относительно ИК-приемника: а почему нужен именно специальный приемник? Нельзя ли использовать обычный фотодиод или фототранзистор? Специальный приемник усиливает и сразу формирует сигнал, причем он защищен от постоянной засветки и способен работать на прямом солнечном свете – т. е. решает много непростых задач, которые вы с полпинка не одолеете. Начиная с того, что подобной избирательной чувствительности на расстояниях в десяток-другой метров своими руками добиться очень трудно, а стоимость такого компонента немалого превышает стоимость «голого» фототранзистора. Тем не менее внутри ИК-приемника нет особых хитростей, и их разновидностей наплодили великое множество. В принципе, для данной задачи годится практически любой с 5-вольтовым питанием (в том числе и готовый Arduino-модуль), но, несмотря на то, что у такого приемника всего три вывода, о стандартах подключения мечтать не приходится. Здесь нами выбран TSOP1736 как один из самых распространенных и чувствительных, еще и потому, что у него запомнить разводку выводов проще других – сигнальный вывод (справа) чуть отодвинут от выводов питания. У других типов приемников разводка может быть другая, причем встречаются все возможные комбинации между тремя выводами.

Второе замечание касается распространившейся тенденции представления красивых картинок соединений взамен принципиальных схем. Пожалуйста, не надо этим увлекаться – правильно оформленная принципиальная схема несет в себе намного больше информации, чем любая картинка или видео. Начнем с того, что обычно на картинке (тем более если это собственноручно сделанная фотография) не обозначены наименования компонентов, отчего приходится терять кучу времени на поиск нужной информации. И скажите, вы уверенно можете отличить на любительском фото или видео оранжевую полосу на резисторе от желтой или красной? А разница, между прочим, на два порядка – от 100 Ом до 10 кОм.

Как мы уже говорили, в качестве источника сигналов можно брать ИК-пульт любой фирмы от любого устройства. ИК-пульт посылает в инфракрасном диапазоне сигнал, представляющий собой последовательность битов. Посылки следуют со стандартной частотой 36–40 кГц (бывает и больше, но, скорее, как исключение). На приемном конце, таким образом, последовательность нужно распознать, расшифровать и преобразовать в число – код посылаемой команды. Но нам нет нужды ковыряться в теории манчестерского кодирования и синхронизировать отсчет битов по таймеру. Эти задачи уже решены за нас – существует такая гениальная вещь, как готовая библиотека Arduino-IRremote.

Для формата команд и даже частоты передачи не существует каких-либо стандартов – каждая фирма делает так, как ей удобнее. Потому нельзя быть уверенным, что, действуя наугад, мы получим точное значение кода команды. Но ведь оно нас в данной задаче не интересует – мы не конструируем универсальный пульт, а просто приспособливаем готовый под свои цели. Поэтому, даже если программа при определении кода нам наврет, ничего страшного не случится, лишь бы вранье всегда было одинаковым. (Существует даже метод определения кода без каких-либо библиотек, с помощью последовательного порта микроконтроллера – вот там точно всегда получается вранье, но тем не менее для нашей задачи и такой метод вполне пригоден).

Возьмите Arduino Uno и подключите вывод данных приемника (Out) к выводу 11, а также разведите питание +5 В и GND, как показано на рис. 7.3. Скачайте библиотеку Arduino-IRremote по адресу <https://github.com/z3t0/Arduino-IRremote>. Следует отметить, что в комплект Arduino последних версий входит библиотека RobotIRremote, которая пересекается с Arduino-IRremote по названиям файлов и вызывает ошибку компиляции. Чтобы они не мешали друг другу, автор библиотеки Arduino-IRremote советует папку RobotIRremote из *arduino\libraries* перенести в другое место за пределы доступа среды Arduino или попросту удалить.

Далее создайте новый скетч, назовите его *IR_Code* и впишите туда следующий текст простенькой программы (напоминаем, что все программы из этой книги можно найти в архиве *practikum.zip* по адресу, указанному в обращении «К читателю»):

```
#include <IRremote.h>
#define RemotePin 11 //прием на 11 вывод
IRrecv irrecv(RemotePin); //вывод приемника
decode_results results;
void setup()
{
  Serial.begin(9600); //запускаем COM-порт
  irrecv.enableIRIn(); //запускаем прием
}
```

```
void loop() {  
  if (irrecv.decode(&results)) //если команда пришла  
  {  
    Serial.println(results.value, HEX); //выводим полученный код  
    irrecv.resume(); //готовность к приему следующей команды  
  }  
} //конец loop
```

Запаситесь пультами, которые есть у вас дома. Загрузите программу в контроллер и запустите Монитор порта. Направляя пульт на приемник и нажимая различные клавиши, вы увидите на экране их коды в шестнадцатеричной форме. В них придется разбираться – во-первых, при каждом нажатии код, скорее всего, будет повторяться несколько раз, во-вторых, на одну клавишу могут выдаваться два и более разных кодов подряд.

Самые простые и короткие у фирмы Sony: например, код клавиши увеличения громкости 0x490, а снижения громкости 0xC90. При каждом нажатии на соответствующую клавишу такой код выдается от двух до четырех раз.

Другой пример – фирма Pioneer. У нее код при каждом нажатии состоит из двух длинных частей. Клавиша увеличения громкости выдаст два числа подряд: 0xD52A34CB и 0xF50A4FB0. Причем при каждом нажатии этот код повторится дважды. Если вы теперь нажмете на клавишу уменьшения громкости, то получите 0xD52A34CB и 0xF50ACF30. Как можно заключить из этих последовательностей, первое число здесь – код пульта, он одинаков для всех клавиш. А вот второе число как раз и есть код нажатой клавиши.

Другие фирмы представляют еще большее разнообразие разновидностей кодов. Кстати, для разборки кодов в составе библиотеки Arduino-IRremote есть специальные функции, которые разбирают код на составляющие и сами распознают производителя. Нам этого всего не нужно, так как достаточно знания кодов нескольких определенных клавиш.

Предположим, что мы ориентируемся на фирму Pioneer. Создадим программу, которая с помощью клавиш громкости пульта будет включать и выключать имеющийся на плате Arduino светодиод, подключенный к выводу 13. Скетч назовем *IR_proba*:

```
#include <IRremote.h>  
#define ledPin 13 //светодиод  
#define RemotePin 11 //вывод приемника  
IRrecv irrecv(RemotePin);  
decode_results results;  
void setup()
```

```
{
  irrecv.enableIRIn(); // запускаем прием
  pinMode(ledPin, OUTPUT); // светодиод на выход
}
void loop() {
  if (irrecv.decode(&results)) // Если данные пришли
  {
    if(results.value==0xF50A4FB0)// Если нажата кнопка «+»
      digitalWrite(ledPin, HIGH); // включаем светодиод
    if(results.value==0xF50ACF30)// Если нажата кнопка «-»
      digitalWrite(ledPin, LOW); // выключаем светодиод
    irrecv.resume(); // Принимаем следующую команду
  }
} //конец loop
```

Эта программа при нажатии клавиши увеличения громкости будет включать светодиод на плате и выключать при нажатии клавиши уменьшения громкости. Для замены на другой пульт или другие клавиши достаточно определить их коды с помощью скетча *IR_Code* и заменить коды, имеющиеся в программе.

Задания

1. Подключите IR-приемник к Arduino, загрузите программу распознавания кодов *IR_Code*. Нажимая на клавиши имеющегося у вас пульта, определите коды выбранных клавиш.
2. Вставьте полученные коды в программу *IR_proba* (переменные `results.value`) и загрузите ее в контроллер. Нажимая на соответствующие клавиши пульта, проверьте срабатывание имеющегося на плате светодиода, подключенного к выводу 13 Arduino.

О способах передачи данных по радиоканалу

К нашему времени изобретено огромное количество способов передачи данных по радио. Они работают на самые разные расстояния: каждый из нас ежедневно сталкивается с системами, работающими на десятки тысяч километров (спутниковая навигация), на сотни метров и километры (мобильная телефония), на десятки метров (WiFi-роутеры), на пару-тройку метров (беспроводные мыши и Bluetooth), наконец, на единицы сантиметров (банковские карты и проездные билеты, бесконтактные замки). Причем этим перечислением использование радиоканалов для передачи именно данных (а не только изображения и звука, как это было еще пару-тройку десятилетий назад)

далеко не исчерпываются: есть еще неисчислимое количество менее известных способов.

В результате радиоспектр оказался переполнен: если три-четыре десятка лет назад, во времена, когда Р. А. Сворень писал свою книгу, развитие радиосвязи лимитировалось отсутствием достаточно высокочастотных радиокомпонентов, то сегодня – только и исключительно информационной емкостью удобных диапазонов. В используемых для радиосвязи диапазонах электромагнитных волн действует приближенное правило «чем ниже частота, тем выше проникающая способность» (сверхдлинные волны могут огибать земной шар, а частоты выше 5 ГГц задерживаются деревянными перегородками). Существует некий оптимум в диапазоне 0,3–3 ГГц, где и проникающая способность, и информационная емкость достаточно велики, и весь этот диапазон спектра (УВЧ, ультравысокие частоты) наглухо забит самыми различными потребителями – от телевидения и голосовой радиосвязи в нижней части диапазона до спутниковой навигации, стандартов 2–3–4–5G, а также упомянутых WiFi и Bluetooth в середине и в верхней части. И по всему спектру властно вмешиваются нужды военных, космической и правительственной связи, которые с трудом сдают свои позиции, когда жизнь заставляет их очередной раз немного подвинуться. При этом разброс мощностей сигналов достигает 10^{12} – 10^{13} (до 130 дБ, от мощного роутера до исчезающе слабых спутниковых сигналов). Учитывая еще то, что, например, в том же диапазоне, что и WiFi (2,4 ГГц), работают бытовые микроволновки, хочется понять, как все это может довольно надежно функционировать, не мешая друг другу.

Для начала ситуация облегчается тем, что в большей части способов речь идет о пакетной передаче. То есть источник не занимает все время в эфире, а передает данные короткими пакетами, вклиниваясь в моменты, когда эфир свободен. Именно так сосуществуют в одном и том же месте WiFi-устройства, хотя для этого протокола отведен совсем небольшой участок спектра. Для работы таких устройств даже вводят нормативы по заполняемости времени передачи.

Кроме этого, существуют выделенные международными соглашениями и внутригосударственными установлениями участки спектра, свободные для использования в «промышленных, научных, медицинских и бытовых применениях» (ISM-диапазоны). Понятно, что рядом с работающим радиолокатором никакие разделения пакетов и меры защиты от шума в эфире не помогут, потому платой за такую свободу оказывается ограниченная нормативами мощность передатчиков (в разных диапазонах она разная). В интересующем нас участке спектра (в России) основные ISM-диапазоны – это 433 (433,05–434,79), 915 (902–928) МГц и 2,4 ГГц (2400–2500 МГц). В последние годы к ним добавился диапазон 868 (866,0–868,0) МГц. Все маломощные устройства с дальностью от единиц до сотен метров работают именно в этих участках спектра.

Причем для наших целей чем ниже частота, тем лучше. В табл. 7.1 воспроизведены сведения о прохождении радиоволн различных частот через стены. Как видите, там, где WiFi (2,4 ГГц) полностью задерживается уже 10-сантиметровой перегородкой из бетона, устройства на частоте 433 МГц могут работать почти через полуметровую капитальную стену. Для деревянных и пенобетонных стен ослабление сигнала примерно вдвое меньше, чем для кирпича и гипсолитовых перегородок, для железобетона – вдвое больше, чем для обычного бетона.

Таблица 7.1. Предельная толщина материала для радиосигнала различных частот²

Материал	Частота	Предельная толщина, м
Кирпич	433 МГц	4,3
	868 МГц	2,18
	2,4 ГГц	0,78
Бетон	433 МГц	0,47
	868 МГц	0,24
	2,4 ГГц	0,09

Но перечисленных выше мер недостаточно – не все устройства такие «умные» и «вежливые», чтобы работать поочередно, не мешая друг другу. Основная плата за разнообразие и дешевизну способов передачи данных по радио – довольно «навороченный» алгоритм передачи и приема сообщений в условиях шума и помех со стороны других устройств и природных факторов. Кстати, именно из-за наличия таких алгоритмов цифровое телевидение имеет лучшее качество, чем аналоговое. Принципы надежной передачи зашумленных сообщений – специальная математическая дисциплина, основы которой были заложены выдающимся математиком Клодом Шенноном в середине XX века. Шеннон смог доказать, что в любой сколь угодно зашумленной линии связи можно передавать сигнал без ошибок, если добавлять к нему дополнительные (избыточные) биты по определенным правилам. Все известные способы проводной и беспроводной передачи данных используют различные алгоритмы такого рода. Причем в беспроводных протоколах из-за большого числа помех избыточность может быть поистине огромной: например, в протоколе Wi-Fi один значащий бит передается пакетом размером аж одиннадцать бит. В таких модулях, как Wi-Fi или Bluetooth, эти алгоритмы скрыты от пользователя – они «защиты» в управляющих контроллерах. А в рассматриваемых нами далее

² Из публикации М. С. Елькина в журнале «Системы безопасности» № 3, 2010.

простейших модулях на 433 МГц вся тяжесть по обеспечению надежной передачи ложится на программные алгоритмы, скрытые в библиотеках.

Вы уже окончательно поняли, почему в современных средствах связи без микроконтроллеров не обойтись? Альтернативой цифровой передаче данных будет не только муторное и затратное налаживание схем передатчика и приемника, но и низкая надежность канала, и создание помех соседям, а то и – чем черт не шутит? – конфликт с надзорными органами по поводу нарушений правил использования радиочастотного спектра. Но это вовсе не значит, что обязательно надо покупать дорогие модули с сложными протоколами, вполне можно обойтись и простыми средствами. Один из таких вариантов мы сейчас и рассмотрим.

Эксперимент 28.

Простой способ передачи данных по радио

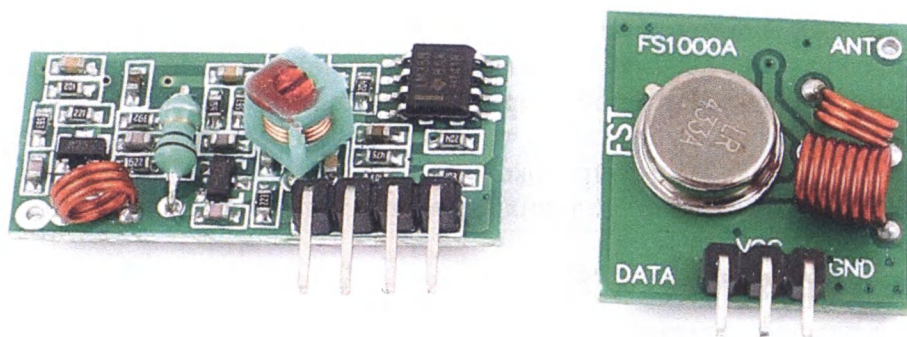
Материалы и оборудование:

- плата Arduino Nano;
- плата Arduino Uno;
- маломощный интегральный стабилизатор напряжения с выходным напряжением 5 В LP2950-5,0;
- керамический конденсатор 1,0–2,2 мкФ;
- электролитический конденсатор 33,0–100,0 мкФ, 16 В (2 шт., танталовый или полимерный);
- комплект передатчик и приемник 433 МГц RF link kit – 1+1 шт.

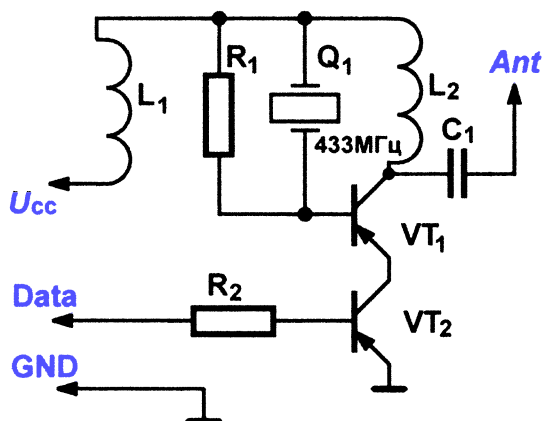
При конструировании устройств домашней автоматики рано или поздно вам понадобится дистанционный радиодатчик. Совершенно необязательно, чтобы он передавал информацию за километры, но, например, если от домашней метеостанции для измерения температуры и влажности на улице приходится тянуть провода через окно, то это как минимум неудобно и некрасиво, а иногда и невозможно. ИК-канал, как в предыдущем Эксперименте, не будет работать в отсутствие прямой видимости через стенку и даже через стекло. Остается передача по радиоканалу.

Для целей домашней автоматики годится в принципе любой способ, работающий на дистанциях 10–100 м, но удовлетворяющий некоторым условиям: датчики должны быть экономичными (рассчитанными на работу от батареек) и связи не должны мешать стены и перегородки. При этом, в отличие от мобильной связи и интернета, особых требований к информационной емкости канала здесь не предъявляется – достаточно скорости на уровне в несколько сотен–тысяч бит в секунду. Поэтому,

например, Wi-Fi и родственные ему способы в гигагерцовых диапазонах для этой цели подходят плохо: сигналы задерживаются межкомнатными стенками, устройства связи много потребляют, а информационная емкость каналов при этом избыточна.



а



б

Рис. 7.4. Модули RF link kit на 433 МГц: а – внешний вид (слева – приемник, справа – передатчик); б – принципиальная схема передатчика.

Здесь мы остановимся на наиболее простом и дешевом способе связи – передатчиках и приемниках диапазона 433 МГц. Самый распространенный комплект носит название 433Mhz RF link kit и выглядит примерно так, как показано на рис. 7.4. Они могут иметь и другое оформление, но принцип работы у них один и тот же – это простые схемы радиодиапазона, не содержащие никаких управляющих контроллеров и других «умных» микросхем. Сами по себе эти модули могут только одно: зафиксировать приемником перепад логического уровня, который был подан на вход передатчика.

Передатчик (он носит название FS1000A), как мы видим из его схемы (рис. 7.4б), представляет собой простейший генератор на основе ПАВ-резонатора на 433 МГц. Такой резонатор выгодно отличается от простого

колебательного контура, описанного в книге Р. А. Свореня: он не требует никакой ручной настройки и сразу выдает заведомо качественный радиосигнал. Генератор собран на транзисторе VT_1 , а транзистор VT_2 , на базу которого подаются цифровые данные, – просто ключ, который подключает генератор к питанию (точнее, к шине GND) при наличии высокого уровня (логической единицы) на входе. Питание V_{cc} может быть от +5 до +12 В, причем, по утверждению производителей, чем выше питание, тем дальше работает связь. Поэтому питание передатчика лучше подключать к нестабилизированному питанию на входе платы Arduino (контакт Vin).

У приемника схема сложнее, и мы не будем ее воспроизводить, но она тоже обходится без каких-либо контроллеров. Приемник должен принять и усилить высокочастотный сигнал, отфильтровать частоту 433 МГц, выделить всплески и преобразовать их в логические уровни. Приемник имеет подстроечный дроссель (посередине платы, см. рис. 74а), но без точных приборов для измерения амплитудно-частотной характеристики его крутить не рекомендуется. В схеме с Arduino или любым другим цифровым устройством питание приемника (3–5 В) ни в коем случае нельзя подключать к той же шине питания 5 В, к которой подключен контроллер (как это предполагается во всех без исключения примерах на интернет-ресурсах) – из-за цифровых помех на этой шине дальность работы пары резко снизится. Для приемника должен устанавливаться отдельный качественный линейный (не импульсный!) стабилизатор, питающийся от того же нестабилизированного входа платы Arduino (контакт Vin).

Передатчик и приемник должны быть снабжены антеннами – дальность передачи в этом случае существенно возрастает. В продажу они чаще всего поступают без антенн, которые можно приобрести отдельно в виде скрученных спиралей. Антенны несложно соорудить самостоятельно, отмерив прямой отрезок одножильного изолированного провода сечением 0,5–1 мм. Для диапазона 433 МГц его длина должна составлять 17,3 см от кончика до кончика. Один конец отмеренных отрезков зачищают на длину 2–3 мм и впаивают в отверстия на платах передатчика и приемника, помеченные надписью Ant (оно обычно крупнее остальных, не менее 1 мм в диаметре).

Для дальнейших экспериментов соберите тестовые схемы передатчика и приемника на отдельных платах (рис. 7.5). Выберем для передатчика плату Arduino Nano, подключенную к отдельному адаптеру питания (через контакт Vin), а для приемника – Arduino Uno, которая питается от другого адаптера через встроенный разъем. Положительный контакт этого разъема соединен с тем же выводом Vin, к которому здесь подключается вход стабилизатора питания приемника. Конденсаторы C_1 и C_2 в приемнике, а также конденсатор C_1 в передатчике могут быть любой емкости из указанного в списке оборудования диапазона, но электролитические предпочтительно должны быть танталовыми или полимерными.

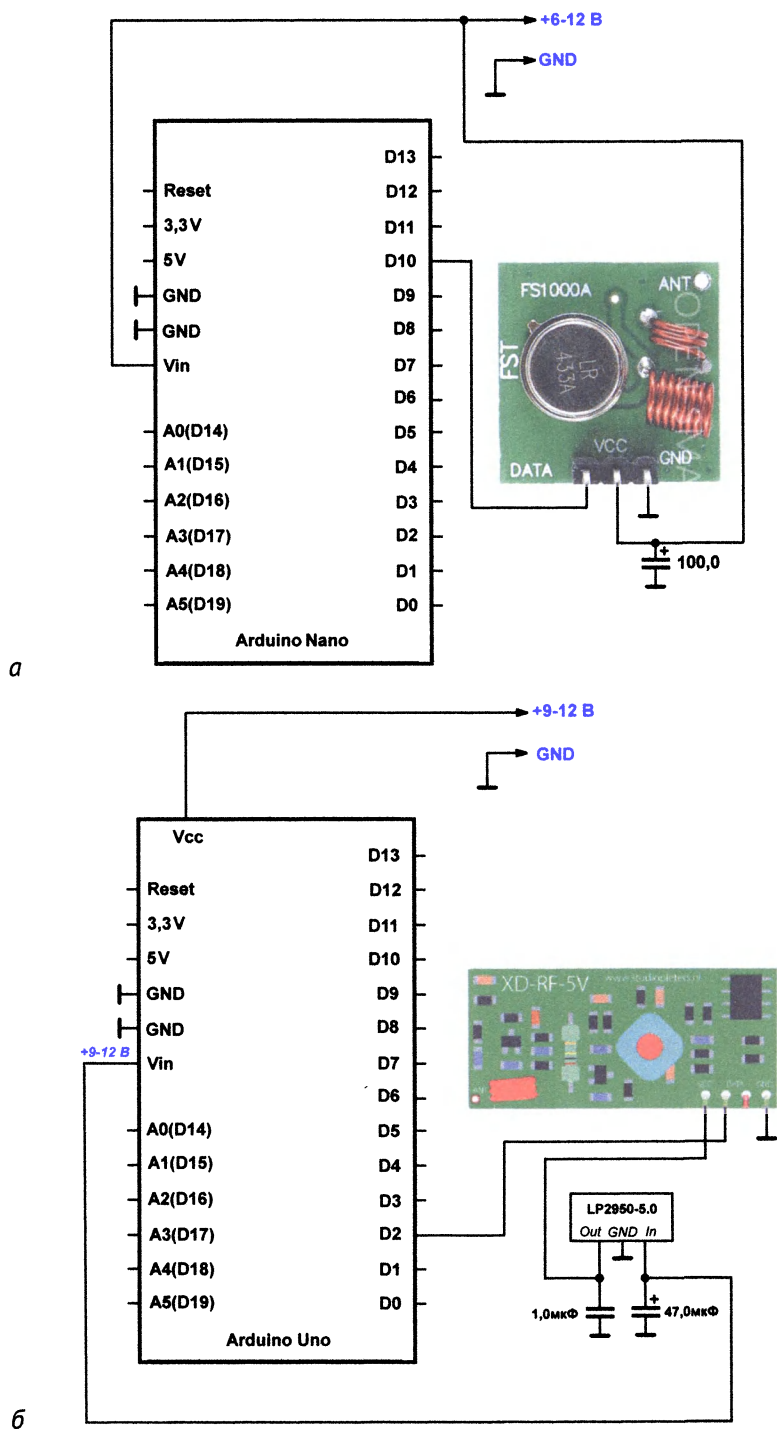


Рис. 7.5. Передатчик (а) и приемник (б) данных по радиоканалу с использованием RF link kit

Стабилизатор LP2950-5.0 можно заменить на любой другой линейный с выходом 5 В (например, LM2931), но не стоит ставить традиционный LM78L05 (или его отечественный аналог КР1157ЕН5Б), так как у них слишком большой допустимый перепад между входом и выходом. Кроме того, они слишком медленные и могут не отрабатывать короткие помехи. После программирования плата контроллера приемника от компьютера не отключается (тестовая программа рассчитана на обмен через Serial порт), но внешний адаптер все равно должен быть подключен для обеспечения питания приемника.

В качестве контакта для обмена данными у передатчика выбран цифровой вывод D10, у приемника – вывод D2. Их можно сменить на любые другие, указав это в тексте скетчей. Максимальная скорость передачи таким способом может составлять несколько тысяч бит в секунду, но мы будем устанавливать не слишком большую – от этого зависит дальность и надежность передачи.

Так как модули 433 МГц «заточены» под передачу битовых последовательностей и изначально не понимают никакого разделения на байты, то библиотеки для работы с ними имеют свою специфику. Она заключается в том, что переменными, которыми оперируют передатчик и приемник, служат не отдельные числа, а байтовые массивы. Из этого приходится исходить при создании скетчей для работы с такими модулями.

Сначала мы просто попробуем что-нибудь передать и принять.

Тестовые программы передачи и приема

Для работы с RF link мы воспользуемся самой распространенной библиотекой для этой цели под названием Virtual Wire. Ее можно скачать по адресу <http://www.airspayce.com/mikem/arduino/VirtualWire> (ссылка на архив с библиотекой – в тексте на странице по этому адресу). Документация к библиотеке, к сожалению, очень плохая, потому приходится постигать ее применение по многочисленным примерам, которые легко находятся в Сети.

Для проверки создадим новый скетч под названием *Proba433MHz_peredatchik* и запишем в него короткий текст программы передатчика:

```
#include <VirtualWire.h>
char msg[4]; //массив-строка для передачи
int xx=2731; //целое число
void setup() {
    vw_setup(1200); //скорость соединения VirtualWire
    vw_set_tx_pin(10); //вывод передачи VirtualWire
}
void loop() {
    itoa(xx, msg, 10); //преобразование числа в массив char
    vw_send((uint8_t *)msg, strlen(msg)); //передача сообщения
```

```
vw_wait_tx(); // Ждем завершения передачи
delay(2000); //каждые две секунды
}
```

Напоминаем, что тексты всех программ из этой книги можно найти в архиве по адресу, указанному во введении «От автора».

Программа каждые две секунды будет передавать в окружающий мир четырехзначное десятичное число, в данном случае 2731 (значение абсолютного нуля градусов с отброшенными знаком и разделительной точкой). В принципе, это число типа `int` и занимает четыре байта в памяти. Но здесь будет проще преобразовать число в строку алфавитных символов (функция `itoa`), переслать его в таком виде, а потом на приемном конце совершить обратное преобразование. Это займет ненамного больше программного времени, чем разборка числа на отдельные байты и последующая его сборка из таких «осколков», но гораздо нагляднее и быстрее в отладке.

Скорость передачи выбрана 1200 бит в секунду, что не очень большая величина – нам торопиться некуда, зато дальность передачи будет на высоте. Автор библиотеки указывает, что при 9-вольтовом питании передатчика дальность передачи с такой скоростью может составлять до 150 м на открытом пространстве. В приемнике нужно будет обязательно установить такую же величину скорости.

Для приема данных составим другой скетч, который назовем *Proba433MHz_priemnik*:

```
#include <VirtualWire.h>
char str[5];
void setup() {
    vw_setup(1200); //скорость соединения VirtualWire
    vw_rx_start(); //готовность приема
    vw_set_rx_pin(2); //вывод приемника VirtualWire
    Serial.begin(9600); //Serial-порт для контроля
}
void loop() {
    uint8_t buf[VW_MAX_MESSAGE_LEN]; //переменная для принятых данных
    uint8_t buflen = VW_MAX_MESSAGE_LEN; //max длина принятых данных
    if (vw_get_message(buf, &buflen)) //если данные приняты
    {
        for (byte i=0;i<4;i++) //получить четыре байта
            str[i]= buf[i]; // и упаковать их в строку
        int value=atoi(str); //преобразовать в целое число
        Serial.println(value,1); // выводим
    }
}
```

Здесь полученная символьная строка снова преобразовывается в число (функция `atoi`). Для проверки будем ее отправлять через последовательный порт на компьютер. Кстати, а что за величина `VW_MAX_MESSAGE_LEN`? По смыслу названия она обозначает максимально возможную длину сообщения в байтах, на которую мы закладываемся при приеме массива данных, чтобы ничего не потерять по дороге. На самом деле это не совсем так: константа `VW_MAX_MESSAGE_LEN` равна 30, а максимально допустимая длина сообщения (она носит название `VW_MAX_PAYLOAD`) на три байта меньше и равна 27. Три лишних байта, которые автоматически присоединяются к любому сообщению, несут в себе служебную информацию.

Скетч необходимо закатать в Arduino Uno, к которому подключен приемник. Nano с передатчиком на время программирования можно подключать к компьютеру одновременно с Arduino Uno, они будут указывать на разные порты. Но при двух одновременно открытых окнах Arduino IDE с двумя скетчами, нацеленными на разные платы, драйвер Arduino может путаться в открытых портах, отчего загрузка виснет на последнем этапе. Чтобы этого не происходило, перед закачкой в одну из плат лучше отключать вторую плату от USB.

Задания

1. Подключите передатчик и приемник к платам Arduino, как показано на рис. 7.5. Закачайте программы в оба устройства, сначала программу передатчика. Программу приемника удобно закачивать во вторую очередь. После чего, не отключая приемник от компьютера, подключаете к Uno адаптер питания 9–12 В. Затем подключаете Nano с передатчиком к адаптеру или батарейному блоку 6–12 В. Проверяем, указан ли в меню правильный порт (он должен соответствовать Uno), и запускаем Монитор порта. В нем должны появляться периодические строки с числом 2731.
2. Переносим передатчик из комнаты в комнату, проверьте работу пары на способность работать через стены и перегородки. При максимальном напряжении питания передатчика 12 В и аккуратно изготовленных антеннах данные должны уверенно передаваться через две межкомнатные перегородки из гипсолита, через стену дома с лоджии или балкона, или через пару деревянных стен толщиной до 20 см. Проверьте ваш макет на дальность, отнеся передатчик все дальше на открытом пространстве.

Глава 8

Электроника и музыка

Электронные музыкальные инструменты (ЭМИ), кроме терменвокса (см. главу 14 книги Р. А. Свореня [1]), после своего появления в 1940–50-х годах, по сути, не являлись самостоятельными музыкальными инструментами – они имитировали обычные и расширяли возможности их звучания. И сейчас такое устройство, как бытовое электронное пианино, в основном просто заменяет обычное деревянное, экономя место в квартире. Конечно, профессиональные электроинструменты вроде синтезаторов давно переросли свое изначальное место в музыке, позволяя не только имитировать любой традиционный инструмент и придавать ему различные оттенки, но и создавать совершенно новые звучания. Но современный синтезатор по устройству и, главное, по сложности управления его функциональностью, вероятно, ненамного проще органов управления сверхзвуковым истребителем в полете.

Однако даже самые простые электронные музыкальные инструменты (о чистой синусной форме сигнала мы сейчас и речи не ведем) при попытке их самостоятельного изготовления заставляют повозиться. Это видно уже из описаний в указанной главе книги Р. А. Свореня, и с тех пор изменилось немного. К сожалению, музыкальная гамма (и натуральная, и темперированная) не устроена линейно – так, чтобы с помощью одного генератора можно было бы получить весь набор частот хотя бы в пределах одной октавы. Теоретически это можно себе представить, и даже, как случайно выяснилось, существовала реализация этого принципа в одной из модификаций советского серийного ЭМИ «Фаэми». Но на практике это выливается в чрезвычайно громоздкие конструкции с нагромождением счетчиков, сложные в настройке и не дающие никакого выигрыша в сравнении с установкой отдельного генератора на каждую ноту. Наоборот, при отдельных генераторах легче конструировать многоголосные инструменты, в противном случае смешение сигналов от одного источника еще больше усложняет конструкцию.

Но это еще далеко не все трудности – так мы получаем звучание только в пределах одной октавы. Теоретически между октавами при условии использования темперированной гаммы транспонировать мелодию электронными способами можно сколько угодно: поделить несколько раз пополам имеющуюся частоту проще, чем сгенерировать

новую (о счетчиках-делителях см. главу 10). Счетчиков, правда, понадобится много (от 4-й октавы к контроктаве надо поделить частоту на $2^6 = 64$). Настройкой их заниматься не придется вообще, в отличие от настройки 12 индивидуальных исходных генераторов. Это несложная, но уж очень громоздкая конструкция. Можете себе представить, во что выльется такая система счетчиков хотя бы в пределах четырех-пяти октав, охватывающих полный диапазон человеческого голоса?

Конечно, мы клоним к тому, чтобы использовать возможности микроконтроллеров. Встроенные счетчики-таймеры в них позволяют выполнять всякие штуки с исходной частотой куда проще и удобнее, чем это происходит при возне с дискретными микросхемами. Причем исходная частота и разрядность счета даже у Arduino достаточно высокая, чтобы получать приемлемую ошибку при генерации импульсных частот из музыкального диапазона.

Но заранее предупреждаем: возможностей даже Arduino Mega не хватит для построения настоящих синусных генераторов, примерно таких, как мы изобретали в Эксперименте 24, на весь набор частот музыкальной шкалы в диапазоне хотя бы двух-трех октав. К этому вопросу мы еще вернемся в конце главы. Потому придется обойтись импульсным звуком.

Однако то, что из Arduino мы можем выжать только «прямоугольный» звук, не значит, что на этой основе можно строить только примитивные ЭМИ. Еще с 1970-х годов придумана масса методов подправить «прямоугольник» добавлением на выходе фильтров. Кроме того, придуманы различные электронные и электронно-механические способы формирования атаки генерируемого звука, изменения его громкости и динамики в зависимости от характера нажатия на клавиши, и т. д. – в интернете имеется безбрежный океан информации на эти темы. Мы здесь не будем углубляться в такие дебри, а рассмотрим «голый» принцип, который можно осуществить, не выходя за рамки стандартного Arduino. То есть представленная далее схема – это, конечно, не полноценное ЭМИ, только его основная идея для последующей доработки. Следует тщательно продумать конструкцию клавиш, возможно, поразмыслить, как воспроизвести влияние педалей фортепьяно и предусмотреть еще много всяких мелочей.

Эксперимент 29.

Одноголосый 7-октавный ЭМИ на Arduino

Материалы и оборудование:

- источник питания 9–12 В (сетевой адаптер или лабораторный блок питания);

- плата Arduino Uno или Nano;
- микросхемы: приоритетный шифратор CD4532 (3 шт.), 4 элемента 2ИЛИ CD4071;
- резисторы (0,25 Вт) 10 кОм (19 шт.);
- керамический конденсатор 1 мкФ;
- кнопки на замыкание 19 шт.;
- мультиметр с функцией измерения частоты или осциллограф.

Несомненно, диапазон в 7 октав – это слишком много для одноголосого любительского инструмента, для него за глаза хватит трех-четырех. Но, как вы увидите, удалить ненужные октавы сложностей никаких не представляет (даже программу менять не придется, только убрать из схемы и программы несколько лишних деталей), а вот добавить будет гораздо сложнее. Потому мы рассмотрим принцип «по полной программе».

Для начала давайте определимся с генерацией нот. Стандартом для извлечения звука из Arduino стала очень удобная функция `tone()`, использующая незадействованный в других функциях Timer 2. Обратим внимание на то, что Timer 2 имеет 8 разрядов, и его разрешения для получения всего диапазона музыкальных частот с достаточной точностью хватать не может. Это выражается, в частности, в том, что задавать дробные значения частот в функции `tone()` невозможно. А если вы посмотрите на рис. 14.2 в книге Р. А. Свореня, то увидите, что больше половины всех значений частот с округлением до одного знака после запятой не являются целыми числами. И если частоту 698,5 Гц («фа» 2-й октавы) еще можно подменить частотой 698 или 699 (ошибка менее 0,1 %), то при округлении до целого частоты 123,5 Гц («си» большой октавы) искажение почти в полпроцента будет заметно на слух. Еще хуже обстоят дела на еще более низких частотах, в большой октаве и контроктаве.

Принцип генерации нот

Поэтому, как говорил один известный исторический деятель, «мы пойдем другим путем». Мы, в точности так же, как делали в Эксперименте 24, используем прерывание сравнения 16-разрядного Timer 1 и постараемся подогнать коэффициенты счета так, чтобы получить максимально возможную точность. Только по прерыванию будем не выводить код из таблицы, а переключать состояние выбранного вывода на противоположное. Таким образом, на этом выводе получится прямоугольник с заданной частотой, вдвое меньшей, чем частота возникновения прерываний.

Подробности

Мы могли бы обойтись вообще без принудительного переключения. С Timer 1 связан вывод контроллера OC1A (или OC1B), который автоматически перебрасывается в противоположное состояние при совпадении заданного числа

с содержимым счетчика, причем теоретически можно обойтись даже без прерывания. Кроме того, переключение «руками» в прерывании занимает время и может задерживать выполнение каких-то других программ. Но сейчас нам воспользоваться этим свойством таймеров неудобно: принудительно переключать мы можем любой вывод, а так мы привязаны к выводу OCR1A контроллера ATmega328. А это контакт D9 Arduino и часть порта В, который мы потом захотим приспособить для своих целей. Небольшая задержка в выполнении прерывания здесь нам ничем не мешает.

Как мы уже знаем (см. Эксперимент 24), для получения определенной частоты прерываний сравнения необходимо задать коэффициент деления входной частоты таймера K_d и число N в регистре сравнения OCR1A. Тогда выходная частота f на заданном выводе (напоминаем, что она вдвое меньше частоты прерываний) определяется по формуле:

$$f = F_m / (2K_d (N + 1));$$

где F_m – тактовая частота контроллера в герцах.

С учетом того, что для Arduino $F_m = 16\,000\,000$ Гц, формула упростится до $f = 8 \cdot 10^6 / (K_d (N + 1))$. Соответственно, зная необходимую частоту звука $f_{зв}$ и задавшись значением K_d , вычисляем значения N для частот музыкального диапазона по формуле $N = 8 \cdot 10^6 / (K_d \cdot f_{зв}) - 1$. Результаты расчета для 84 тонов из 7 октав (исключая пятую и субконтроктаву) приведены в табл. 8.1. Напомним (см. главу 14 книги Р. А. Свореня [1]), что исходные значения частоты каждой ноты для всего звукоряда можно вычислить, исходя из частоты основного тона (ноты «ля» 1-й октавы), равной ровно 440 Гц. Звук на расстоянии в полтона вычисляется умножением (при движении вверх) или делением (при движении вниз) на корень двенадцатой степени из двух (1,0594630943592953). Звуки на расстоянии в октаву отличаются по частоте ровно в два раза (некоторые отклонения в табл. 8.1 связаны с ошибками округления).

Таблица 8.1. Коэффициент деления K_d входной частоты Timer 1 и число N в регистре сравнения OCR1A для получения частот звукового диапазона.

Октава	№	Нота	Обозначение	Частота	K_d	N (OCR1A)	Расчетная частота
Контроктава	1	До	C-3	32.70	1/8	30580	32.70
	2	До-диез	C#-3	34.65	1/8	28859	34.65
	3	Ре	D-3	36.95	1/8	27063	36.95
	4	Ре-диез	D#-3	38.88	1/8	25719	38.88
	5	Ми	E-3	41.21	1/8	24266	41.21
	6	Фа	F-3	43.65	1/8	22908	43.66
	7	Фа-диез	F#-3	46.25	1/8	21621	46.25

Продолжение табл. 8.1

Октава	№	Нота	Обозначение	Частота	Кд	N (OCR1A)	Расчетная частота
	8	Соль	G-3	49.00	1/8	20407	49.00
	9	Соль-диез	G#-3	51.90	1/8	19267	51.90
	10	Ля	A-3	55.00	1/8	18181	55.00
	11	Си-бемоль	B-3	58.26	1/8	17163	58.26
	12	Си	H-3	61.74	1/8	16197	61.74
Большая октава	1	До	C-2	65.41	1/8	15287	65.41
	2	До-диез	C#-2	69.30	1/8	14429	69.30
	3	Ре	D-2	73.91	1/8	13529	73.91
	4	Ре-диез	D#-2	77.78	1/8	12856	77.78
	5	Ми	E-2	82.41	1/8	12134	82.41
	6	Фа	F-2	87.31	1/8	11453	87.31
	7	Фа-диез	F#-2	92.50	1/8	10810	92.50
	8	Соль	G-2	98.00	1/8	10203	98.00
	9	Соль-диез	G#-2	103.80	1/8	9633	103.80
	10	Ля	A-2	110.00	1/8	9090	110.00
	11	Си-бемоль	B-2	116.54	1/8	8580	116.54
	12	Си	H-2	123.48	1/8	8097	123.49
Малая октава	1	До	C-1	130.82	1/1	61152	130.82
	2	До-диез	C#-1	138.59	1/1	57723	138.59
	3	Ре	D-1	147.83	1/1	54115	147.83
	4	Ре-диез	D#-1	155.56	1/1	51426	155.56
	5	Ми	E-1	164.81	1/1	48540	164.81
	6	Фа	F-1	174.62	1/1	45813	174.62
	7	Фа-диез	F#-1	185.00	1/1	43242	185.00
	8	Соль	G-1	196.00	1/1	40815	196.00
	9	Соль-диез	G#-1	207.00	1/1	38646	207.00
	10	Ля	A-1	220.00	1/1	36363	220.00
	11	Си-бемоль	B-1	233.08	1/1	34322	233.08
	12	Си	H-1	246.96	1/1	32393	246.96
1-я октава	1	До	C1	261.63	1/1	30577	261.63
	2	До-диез	C#1	277.18	1/1	28861	277.18
	3	Ре	D1	293.66	1/1	27241	293.66
	4	Ре-диез	D#1	311.13	1/1	25712	311.13

Продолжение табл. 8.1

Октава	№	Нота	Обозначение	Частота	Кд	N (OCR1A)	Расчетная частота
	5	Ми	E1	329.63	1/1	24269	329.625
	6	Фа	F1	349.23	1/1	22907	349.23
	7	Фа-диез	F#1	369.99	1/1	21621	369.99
	8	Соль	G1	392.00	1/1	20407	392.00
	9	Соль-диез	G#1	415.30	1/1	19262	415.30
	10	Ля	A1	440.00	1/1	18181	440.00
	11	Си-бемоль	B1	466.16	1/1	17160	466.17
	12	Си	H1	493.88	1/1	16197	493.89
2-я октава	1	До	C2	523.25	1/1	15288	523.25
	2	До-диез	C#2	554.36	1/1	14430	554.36
	3	Ре	D2	587.32	1/1	13620	587.32
	4	Ре-диез	D#2	622.26	1/1	12855	622.28
	5	Ми	E2	659.26	1/1	12134	659.25
	6	Фа	F2	698.46	1/1	11453	698.446
	7	Фа-диез	F#2	739.98	1/1	10810	739.99
	8	Соль	G2	784.00	1/1	10203	784.00
	9	Соль-диез	G#2	830.60	1/1	9631	830.56
	10	Ля	A2	880.00	1/1	9090	880.00
	11	Си-бемоль	B2	932.32	1/1	8580	932.29
	12	Си	H2	987.75	1/1	8098	987.78
3-я октава	1	До	C3	1046.5	1/1	7644	1046.4
	2	До-диез	C#3	1108.7	1/1	7215	1108.7
	3	Ре	D3	1174.6	1/1	6810	1174.6
	4	Ре-диез	D#3	1244.5	1/1	6427	1244.6
	5	Ми	E3	1318.5	1/1	6067	1318.4
	6	Фа	F3	1396.9	1/1	5726	1396.9
	7	Фа-диез	F#3	1480.0	1/1	5404	1480.1
	8	Соль	G3	1568.0	1/1	5101	1568.0
	9	Соль-диез	G#3	1661.2	1/1	4815	1661.1
	10	Ля	A3	1720.0	1/1	4650	1720.06
	11	Си-бемоль	B3	1864.6	1/1	4289	1864.8
	12	Си	H3	1975.5	1/1	4049	1975.3

Окончание табл. 8.1

Октава	№	Нота	Обозначение	Частота	Кд	N (OCR1A)	Расчетная частота
4-я октава	1	До	C4	2093.0	1/1	3821	2093.1
	2	До-диез	C#4	2217.4	1/1	3607	2217.3
	3	Ре	D4	2349.2	1/1	3404	2349.5
	4	Ре-диез	D#4	2489.0	1/1	3213	2489.1
	5	Ми	E4	2637.0	1/1	3033	2636.8
	6	Фа	F4	2793.8	1/1	2862	2794.2
	7	Фа-диез	F#4	2960.0	1/1	2703	2959.7
	8	Соль	G4	3136.0	1/1	2550	3136.0
	9	Соль-диез	G#4	3332.4	1/1	2400	3331.95
	10	Ля	A4	3440.0	1/1	2325	3439.4
	11	Си-бемоль	B4	3729.2	1/1	2144	3729.6
	12	Си	H4	3951.0	1/1	2024	3950.6

Как вы видите из табл. 8.1, для нижних двух октав (большой октавы и контроктавы) подошел коэффициент деления, равный 1/8, для остальных пришлось выбирать 1/1. Ошибка установки частот нигде не превышает сотых долей процента. Теоретически могут мешать прерывания Timer 0, задействованные в Arduino по умолчанию для отсчета времени, но ошибка эта настолько невелика, что на нее можно не обращать внимания.

Скетч для выборочной проверки значений из таблицы мы назовем *musical_note*, его текст будет следующим (напоминаем, что все программы из этой книги можно найти в архиве *praktikum.zip* по адресу, указанному в обращении «К читателю»):

```
#define BUZZER_PIN 7 // D7 вывод частоты (англ. «buzzer»)
```

```
void timer1_ini(){
```

```
    // инициализация Timer1
```

```
    cli(); // отключить глобальные прерывания
```

```
    TCCR1A = 0; // установить регистры в 0
```

```
    TCCR1B = 0;
```

```
    OCR1A = 8098; //число N=8098 частота 987.8 Гц при 1/1
```

```
    TCCR1B |= (1 << WGM12); // включение в CTC режим
```

```
    // Установка битов CS10 и CS11 на коэффициент деления Кд
```

```
    TCCR1B |= (1 << CS10); //закомментировать для 1/8
```

```
    // TCCR1B |= (1 << CS11); //закомментировать для 1/1
```

```
TIMSK1 |= (1 << OCIE1A); // включение прерываний по сравнению
sei(); // включить глобальные прерывания
} //end ini timer1
void setup() {
  pinMode(BUZZER_PIN, OUTPUT); //на выход
  timer1_ini();
}
ISR(TIMER1_COMPA_vect){ //прерывание timer 1 по сравнению
  digitalWrite(BUZZER_PIN, !digitalRead(BUZZER_PIN)); // переключе-
чение
}
void loop() {
}
```

Выходная частота снимается с вывода D7 Arduino. Подключив к выходу частотомер, меняйте значения Kd и N прямо в тексте программы и измеряйте полученную частоту. Можно в качестве выходного объявить любой другой порт платы, но не трогайте пока выводы A0-A3 и D8-D10, в полной схеме инструмента они нам пригодятся для другого.

Для проверки на слух генерируемых в предыдущем скетче нот прямо к выводу 7 порта Arduino можно подключить широкополосный звукоизлучатель с высоким сопротивлением (например, пьезодинамик SCS-77 с сопротивлением 1000 Ом). Но тут есть один тонкий момент: какой бы динамик вы ни выбирали, весь диапазон музыкальной шкалы одиночный звукоизлучатель охватить не сможет. Так, указанный SCS-57 имеет номинальную полосу воспроизводимых частот от 200 Гц и выше, т. е. малую октаву вы еще услышите, а вот ниже ничего не гарантируется. Обычные широкополосные динамические головки также обрезают басы на частотах ниже 100–150 Гц как минимум – звуки из диапазона контроктавы могут воспроизводиться как невнятные хрипы.

Напрашивается подключение к колонкам, которые даже у дешевых музыкальных центров имеют, с точки зрения нашей задачи, приемлемые характеристики – благо, для электроники полоса частот 50–4000 Гц совсем не проблема, если мы не очень заботимся о спектре. Однако простые пассивные колонки напрямую от контроллера, конечно, не заработают – нужен усилитель мощности. Поэтому для полноценного звучания ЭМИ следует подключать либо через УМЗЧ, либо к активным колонкам. Далее мы вопрос подключения обсуждать не будем, так как вариантов может быть очень много. Но следует помнить, что наша схема будет выдавать слабый по мощности сигнал и к тому же содержащий постоянную составляющую, от которой, возможно, придется избавляться.

Схема и программа для 7-октавного ЭМИ

Принципиальная схема ЭМИ представлена на рис. 8.1. Здесь используются две цифровые микросхемы, с которыми обычно любители не сталкиваются: во-первых, набор логических элементов «ИЛИ» (без инверсии на выходе) CD4071, во-вторых, схема под названием «приоритетный шифратор» CD4532. Это что еще за зверь?

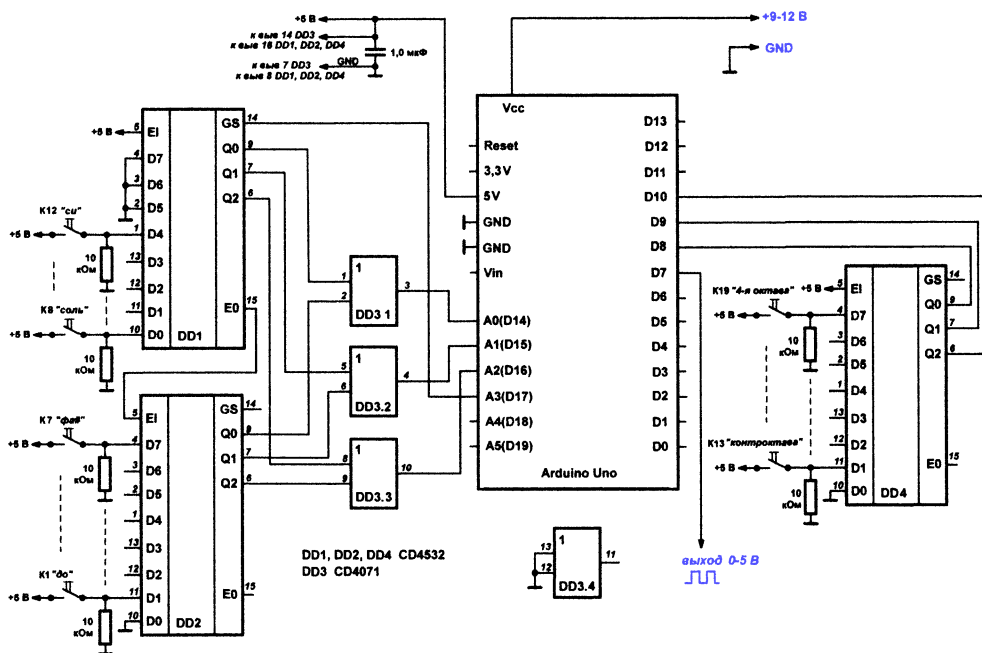


Рис. 8.1. Принципиальная схема 7-октавного ЭМИ

«Приоритетный шифратор» – схема, которая позволяет на выходе получить двоичное число, соответствующее десятичному номеру того из входов, на который подана логическая единица. «Приоритетным» он называется потому, что самостоятельно «разруливает» неоднозначности, связанные с одновременной подачей нескольких единиц на разные входы: на выходе будет отображаться число, соответствующее самому старшему по номеру из них. Шифратор не очень сложно собрать просто на обычных логических элементах, но готовая сборка в одном корпусе, конечно, удобнее. Рассмотрим, как и для чего мы его здесь используем.

У нас есть 12 кнопок, соответствующих нотам от «до» до «си». Напоминаем, что сейчас мы разбираем «голый» принцип, так что вопрос, как именно из 12 кнопок сделать клавиатуру, имитирующую клавиатуру фортепиано, мы здесь разбирать не будем ввиду много-

образия вариантов. Еще 7 кнопок соответствуют переключению на одну из семи октав. Итого кнопок получается 19 и для их непосредственного подключения к обычным Arduino просто не хватит входных портов (учитывая, что еще один вывод нам потребуется для выхода сгенерированной частоты). Конечно, можно было бы перейти на Arduino Mega, у которого портов заведомо больше, но в приведенной схеме использован другой путь: сокращения числа соединений за счет кодирования номера нажатой кнопки. Шифраторы, к которым подключены кнопки, на выходе выдадут двоичное число, соответствующее номеру нажатой кнопки. Так как шифраторы имеют 8 входов (код на выходе, соответственно, 3-разрядный), а кнопок-нот на клавиатуре больше, на DD1-DD2 и DD3 собран шифратор с 16 входами, из которых задействовано 12.

Причем, как вы видите, 12 кнопок подключены ко входам шифратора со сдвигом на одну позицию (первый вход D0 исключен). Это сделано, чтобы в число активных не попадал нулевой код – он означает, что ни одна из клавиш не нажата. Нажатие приведет к появлению единицы хотя бы в одном из разрядов двоичного числа на выходе шифратора. Точно так же со сдвигом подключены 7 клавиш выбора регистра к шифратору DD4. Итого, когда по обоим каналам – выбора ноты и выбора регистра – не нажата ни одна клавиша, на выходах обоих шифраторов сплошные нули.

Выходы шифраторов подключены ко входам Arduino A0-A3 (выбор ноты) и D8-D10 (выбор октавы). Если вы посмотрите на картинку соответствия выводов платы Arduino и портов контроллера ATmega328 (ссылки на этот рисунок есть на любом сайте с описаниями плат Arduino), то увидите, что эти выводы соответствуют младшим битам порта C (выводы A0-A3) и порта B (выводы D8-D10). Иными словами, порт C все время будет содержать в двоичном виде номер клавиши выбранной ноты, а порт B – номер клавиши выбранной октавы. Если оба этих кода равны 0, то ни одна клавиша не нажата, ЭМИ молчит.

В программе мы проверяем порты C и B, и, если они оба принимают ненулевое значение, генерируем ноту из нужной октавы. Для этого придется заранее ввести в память двухмерную таблицу констант, соответствующих значению регистра сравнения OCR1A для каждой ноты в каждой октаве. Так как значений коэффициента делителя у нас всего два ($1/1$ и $1/8$), то для него отдельную таблицу городить не будем, а выберем значения бит CS10 и CS11 просто по условию исходя из выбранной октавы.

Скетч под названием *EMI_7oktav* будет тогда выглядеть следующим образом (напоминаем, что тексты всех программ из этой книги можно найти в архиве по адресу, указанному во введении «От автора»):

```

/*программа 7-октавного ЭМИ */
#define BUZZER_PIN 7 // D7 вывод частоты (англ. «buzzer»)

const word N[7][12]= //массив значений N (OCR1A)
{{30580,28859,27063,25719,24266,22908,21621,20407,19267,18181,17
163,16197},
 {15287,14429,13529,12856,12134,11453,10810,10203, 9633, 9090,
8580, 8097},
 {61152,57723,54115,51426,48540,45813,43242,40815,38646,36363,343
22,32393},
 {30577,28861,27241,25712,24269,22907,21621,20407,19262,18181,171
60,16197},
 {15288,14430,13620,12855,12134,11453,10810,10203, 9631, 9090,
8580, 8098},
 {7644, 7215, 6810, 6427, 6067, 5726, 5404, 5101, 4815, 4650, 4289,
4049},
 {3821, 3607, 3404, 3213, 3033, 2862, 2703, 2550, 2400, 2325, 2144,
2024}}};

// переменные:
byte Oktava=0; //1 = контроктава, .. , 7 = 4-я октава
byte VNote=0; // 1 = нота "до", .. , 12 = нота "си"
volatile byte Old_Oktava=0; //1 = контроктава, .. , 7 = 4-я октава
volatile byte Old_VNote=0; // 1 = нота «до», .. , 12 = нота «си»
volatile word VN = 0; //выбранное значение N из массива

void timer1_ini(byte Nokt, word Nreg){
    // инициализация Timer1
    cli(); // отключить глобальные прерывания
    TCCR1A = 0; // установить регистры в 0
    TCCR1B = 0;
    OCR1A = Nreg; // число N
    TCCR1B |= (1 << WGM12); // включение в CTC режим
    // Установка битов CS10 и CS11 на коэффициент деления Кд
    if (Nokt<3) TCCR1B |= (1 << CS11); //Кд = 1/8
    else TCCR1B |= (1 << CS10); //Кд = 1/1

    TIMSK1 |= (1 << OCIE1A); // включение прерываний по сравнению
    sei(); // включить глобальные прерывания
}

void timer1_stop(){
    TCCR1B=0; //если 0, выключаем таймер
}

```

```
void setup() {
  pinMode(BUZZER_PIN, OUTPUT); //на выход
  // Serial.begin(9600); //раскомментировать для отладки
}

ISR(TIMER1_COMPA_vect){//прерывание timer 1 по сравнению
  digitalWrite(BUZZER_PIN, !digitalRead(BUZZER_PIN));// переключе-
ние
}

void loop() {
  Oktava = PINB&0x07; //выделяем младшие три бита порта B
  VNote = PINC&0x0F; //выделяем младшие четыре бита порта C
  // Serial.println(Oktava); //раскомментировать для отладки
  // Serial.println(VNote);
  if ((Old_Oktava!=Oktava)|| (Old_VNote!=VNote))//только изменения
  { if ((Oktava==0) || (VNote==0)) {
    timer1_stop();
    Old_Oktava=Oktava;
    Old_VNote=VNote;}
    else
    if ((Oktava!=0) && (VNote!=0)) {
      VN = N[Oktava-1][VNote-1];
      timer1_ini(Oktava,VN);
      Old_Oktava=Oktava;
      Old_VNote=VNote;}
    }
    delay(10);
  } // end loop
```

Прерывание Timer 1 ничем не отличается от приведенного в тестовой программе выше, только данные для настройки таймера берутся из таблицы значений числа N (значения в регистре сравнения) в зависимости от введенного номера ноты и октавы. Сложные условия в цикле *loop()* наложены для того, чтобы исключить непрерывную перезагрузку таймера – здесь его параметры будут меняться только тогда, когда номера нажатых кнопок изменились и они не равны нулю (т. е. кнопки не отпущены). При отпущенных клавишах таймер выключается. Небольшая 10-миллисекундная задержка в конце главного цикла призвана служить защитой отдребезга во избежание многократных переинициализаций таймера в момент нажатия и отпущения кнопок.

Для создания модификации, охватывающей меньшее количество октав, ничего менять не нужно – только закоротить на «землю» неисполь-

зуемые входы DD4. Программу вообще можно не трогать, от удаления лишних значений в таблице кодов программа не станет работать быстрее или лучше.

Если вы попробуете соорудить на том же принципе настоящий синусный генератор музыкальных звуков (по принципу, показанному в Эксперименте 24), то быстро убедитесь, что ошибка уже в самой востребованной 1-й октаве составит единицы герц, что неприемлемо на слух. Можете также проверить другие методы генерации несущей частоты формирования синусной кривой (ШИМ-режим таймеров, например), но и там разрешающей способности таймеров Arduino не хватит. Здесь потребуются 32-разрядные микроконтроллеры, например из популярной серии SMT32, у которых и разрядность таймеров-счетчиков может быть доведена до 24 двоичных разрядов, и тактовая частота почти в пять раз выше, чем у Arduino.

Задания

1. Загрузите в Arduino тестовый скетч *musical_note.ino* и проверьте генерацию частот, задавая различные значения числа N и коэффициента деления прямо в тексте программы перед загрузкой.
2. Соберите схему с кнопками и шифраторами по рис. 8.1, временно не подключая Arduino. Убедитесь, что соединения сделаны правильно и двоичный код на выходах шифраторов соответствует номеру нажатой кнопки.
3. Подключите Arduino, загрузите в него скетч *EMI_7oktav.ino* и проверьте генерацию частот при различных нажатых кнопках. Поразмышляйте над алгоритмом обнаружения нажатых кнопок и попробуйте поискать в нем недостатки.
4. Подумайте над вопросом: как можно построить четырехголосный ЭМИ на основе Arduino Mega 2560, в котором имеется 4 независимых 16-разрядных таймера? Вопрос не только в способе коммутации и смещения сигналов от четырех независимо работающих таймеров, но и в способности таймеров работать на высоких частотах, не мешая друг другу. Попробуйте проверить эту способность экспериментально.

Глава 9

Аналого-цифровое преобразование

В Эксперименте 24 мы между делом рассмотрели один из способов преобразования цифрового кода в аналоговый сигнал. В цифровом мире, в котором человечество несколько неожиданно для самого себя вдруг оказалось, преобразования цифрового представления в аналоговый сигнал и обратно имеют особое значение. В окружающей природе, а вслед за ней и в человеческих органах чувств нет никаких цифровых представлений: все явления выглядят, как имеющие непрерывный, аналоговый характер. Даже если в основе какое-то явление и является дискретным (как, например, человеческое зрение основано на конечном числе чувствительных элементов в глазу), то мозг эту дискретность сглаживает, представляя непрерывную картинку.

Подробности

Далеко не всегда цифровое представление какой-то величины оказывается наиболее удобным для человеческого восприятия. Простой пример представляют часы: казалось бы, лучше цифрового дисплея с отображением точного времени представить сложно. Однако вы найдете вокруг себя немало людей, предпочитающих часы со стрелками. Хотя считывание точного значения со стрелочного дисплея сложнее, но в обыденной жизни мы чаще всего решаем иную задачу: определяем, сколько прошло или сколько осталось времени относительно некоего фиксированного момента. А прикинуть интервал по относительному положению стрелок гораздо проще, чем производить в уме арифметические действия. В точности по той же причине указатель спидометра на торпеде современного автомобиля всегда стрелочный, а указатели уровня топлива и температуры двигателя выполняются в виде столбиков переменной высоты, хотя уже не первое десятилетие это цифровые в своей основе приборы. Еще больше впечатляет пульт управления какой-нибудь атомной электростанцией, выдающий сотни показателей, и все в виде положения стрелок или длины светящихся шкал. Поэтому, хотя цифровое представление заведомо точнее и информативнее, проектировщики идут на снижение точности во имя наглядности и скорости восприятия: даже боковым зрением можно с полувзгляда сделать заключение, что вот та стрелочка еще не достигла той красненькой черточки, и значит, все в порядке. И не важно, сколько именно это в цифрах.

Приведенные примеры хорошо иллюстрируют довольно грубое восприятие аналоговых величин человеком: для принятия решения при движении автомобиля не очень важно, если спидометр ошибется на 10 км/час в ту или другую сторону, это зафиксировано даже в правилах дорожного движения. Конечно, есть задачи очень точного цифроаналогового преобразования – скажем, звуковые системы, где имеют значение все нюансы спектра выходного сигнала, хороший тому пример. Но это сравнительно редко возникающая задача, чаще достаточно приблизительной оценки.

А вот с обратным преобразованием аналога в цифру совсем не так: та же ошибка в значении скорости движения, введенного в бортовую электронику в цифровом виде, может привести к фатальным последствиям при работе систем автопарковки или даже обычной АБС. И в практических задачах возникает еще масса величин, изначально представленных в аналоговом виде: температура, давление, ускорение, содержание веществ в растворе или газовой среде и т. д. Даже небольшая, в доли процента, ошибка при их измерении и переводе в цифру может быть неприемлемой (представьте себе опять же управление атомной электростанцией). Далее мы рассмотрим несколько разных конструкций аналого-цифровых преобразователей (АЦП), и вы убедитесь, что это довольно громоздкое занятие, успех которого зависит от тщательности исполнения и подбора компонентов.

Принципы аналогово-цифрового преобразования и проведения измерений

Аналогово-цифровое преобразование представляет собой разновидность обычного измерения, когда результат в цифровом виде устанавливается сравнением объекта измерения с неким эталоном – линейкой. Прикладывая линейку к деревянному бруску, мы по нанесенной на нее шкале отсчитываем результат. Точность измерения зависит от подробности шкалы, но не только от нее – сама линейка может быть изготовлена с ошибкой, она может сжиматься и расширяться при изменении температуры, гибкие портновские метры могут усыхать и деформироваться от времени. Поэтому правильно говорить о том, что цена самого мелкого деления шкалы линейки дает *разрешающую способность* измерения. Разрешение измерения длины может быть в сантиметры, как при использовании портновского метра, миллиметры – столярного угольника или микроны – микрометра. Разрешение устанавливает порог, выше которого мы точность измерения повысить не сможем. Но это не значит, что точность равна разрешению – в каждом случае она имеет свое значение, практически всегда меньшее, чем значение разрешения.

Подробности

А откуда на линейке берется точное расстояние между штрихами, одинаковое во всем мире? На производстве станок, наносящий штрихи, калибруют также путем сравнения с эталоном, причем заведомо более высокого класса точности, чем потом должна иметь конечная продукция. Все физические величины имеют первичные образцовые эталоны, иногда в виде физических объектов, как еще недавно все линейки в мире сверялись с первичным эталоном метра в виде бруска из платино-иридиевого сплава, хранящегося в Парижской палате мер и весов. Сейчас почти все первичные эталоны основываются на стабильных физических явлениях, что гораздо точнее: так, с 1983 года эталоном метра считается длина пути, проходимого светом в вакууме за $1/299\,792\,458$ с. Ошибка этого способа составляет 10^{-10} , или 0,1 нм.

Так сложилось, что точнее всех остальных физических величин человечество научилось измерять время. Даже у первых хронометров времен капитана Кука, в начале XVIII века, погрешности не превышали нескольких секунд в сутки, около 10^{-4} . С тех пор точности измерения времени повысились – как мы уже говорили (см. главу 6), погрешность кварцевых резонаторов составляет порядка секунд в месяц, т. е. 10^{-5} – 10^{-6} . А погрешность атомных часов, использующихся в системах спутниковой навигации, не превышает 10^{-14} – 10^{-15} . Больше ни одна из физических величин не измеряется с такой точностью, притом достаточно простыми и дешевыми методами, поэтому электронные измерения часто стараются свести к величинам, связанным со временем, – их проще всего измерять достаточно точно.

Электронные измерения ничем от обычных не отличаются, только эталон тут представлен в электронном виде. Физическую величину, подлежащую измерению, с помощью датчиков стараются перевести в электрическую форму – обычно это значение напряжения на выходе датчика, которое затем сравнивают с эталонным напряжением. Результат сравнения представляется либо непосредственно в цифровом виде (АЦП параллельного действия, АЦП последовательного приближения), либо в виде значения, связанного со временем: длительности временного интервала, числа импульсов за определенное время и т. д.

Эталонное (его чаще называют «опорным») напряжение представляет в некоем масштабе шкалу измерений, обычно его величина соответствует максимальному значению измеряемой физической величины, т. е. пределу линейки. Обычная метрическая линейка имеет десятичное деление: всю шкалу делят на десять, потом каждую десятую еще на десять и т. д. Здесь же всю шкалу делят в двоичной форме: максимальное значение пополам, потом еще пополам и так до достижимого разрешения. Максимальное значение шкалы (= опорному напряжению) оказывается равным какой-то степени двойки (обычно в пределах 2^8 – 2^{16}), а минимальное значение (= разрешение) – одному двоичному разряду. Наличие опорного напряжения – неперенный атрибут любого АЦП, даже если в явном виде оно не представлено.

Когда мы говорим, что в Arduino встроен 10-разрядный АЦП, под словом «разряд» тут имеется в виду именно двоичный разряд. То есть вся шкала представляет собой числа от 0 до $2^{10}-1$ (1023). При этом опорному напряжению, которое для АЦП в составе AVR-контроллеров может задаваться различными способами, соответствует максимальное значение шкалы, равное 1024. Предположим, что опорное напряжение U_{ref} равно значению, устанавливаемому в Arduino по умолчанию, т. е. 5 В. Тогда максимальное измеренное значение на выходе АЦП равно 1023, что соответствует напряжению $5\text{В} \cdot 1023/1024$, или $\approx 4995,12$ мВ. Величина напряжения, эквивалентная одному двоичному разряду (цена одного разряда), равная для 10-разрядного АЦП $1/1024$ -й доле, в данном случае (при $U_{\text{ref}} = 5$ В) в пересчете на напряжение будет составлять $\approx 4,88$ мВ – это и есть разрешение ардуиновского АЦП.

Общая формула для пересчета кода N_{ADC} на выходе 10-разрядного АЦП в напряжение на входе $U_{\text{вх}}$ следующая: $U_{\text{вх}} = N_{\text{ADC}} \cdot U_{\text{ref}}/1024$ (при переходе к АЦП другой разрядности вместо 1024 = 2^{10} следует подставить соответствующую степень двойки). Если вам придется делать расчеты по шкале этого АЦП, то имейте в виду, что середина шкалы соответствует числу 512 (а не 511 и, боже упаси, не $1023/2 = 511,5!$), которое точно соответствует $U_{\text{ref}}/2$, – в этом часто ошибаются даже опытные электронщики.

Но, как мы говорили выше, $1/1024$ от шкалы – это именно разрешение, а не точность. Точность может быть гораздо ниже, и для обычных условий эксплуатации ардуиновского АЦП не превышает 8 разрядов или 256 градаций. Это тоже совсем неплохая величина: $1/256 \approx 0,25\%$, что вдвое выше класса точности большинства хороших мультиметров, например. Но не всегда такая точность и даже разрешающая способность удовлетворяет условиям наших измерений – для нее надо растянуть шкалу входных напряжений до самого предела, равного U_{ref} , а это не часто получается. Как пример можно привести популярный датчик температуры TMP36, у которого шкала в 100° (от -50 до $+50^\circ$ или от 0 до 100°) соответствует диапазону напряжений на выходе датчика примерно в 1,0 В. То есть при включении такого датчика прямо в АЦП с 5-вольтовым опорным напряжением мы сможем задействовать лишь $1/5$ диапазона, и даже разрешающая способность не позволит верно отображать десятые доли градуса, а погрешность измерений превысит целый градус. Придется либо подбирать опорное напряжение (что при таком диапазоне несложно – достаточно задействовать внутренний ИОН с напряжением 1,1 В), либо разгонять сигнал датчика с помощью усилителя постоянного тока, причем достаточно качественного, чтобы не вносить дополнительной погрешности (см. Эксперимент 17, рис. 5.6б).

Как видите, измерения даже при готовом АЦП не очень простая штука. А изготавливать АЦП самостоятельно – утонете в мелочах, и лучше

фирменного все равно не получите, особенно если речь идет о числе разрядов больше 8. Тем не менее давайте пощупаем руками, на каких принципах строятся различные АЦП, чтобы лучше понимать, как с ними обращаться. А в конце попробуем построить цифровой термометр на одной из самых удачных разработок домикросеконтерольной эпохи – АЦП двойного интегрирования, совмещенного с дешифратором для подключения цифровых индикаторов.

Эксперимент 30.

АЦП параллельного действия

Материалы и оборудование:

- источник питания 9–12 В (сетевой адаптер или лабораторный блок питания);
- счетверенный компаратор LM339 (2 шт.);
- приоритетный шифратор CD4532;
- 9 резисторов (0,25 Вт, 1 %) 10 кОм (можно заменить на любой номинал в диапазоне 5–50 кОм);
- 8 резисторов (0,25 Вт) в диапазоне 1–10 кОм;
- переменный резистор 1 кОм;
- керамические конденсаторы 1 мкФ (2 шт.);
- мультиметр.

АЦП параллельного действия представляет собой реализацию аналогово-цифрового преобразования, так сказать, «в лоб». N -разрядный АЦП такого типа содержит делитель из 2^N+1 строго одинаковых резисторов и 2^N компараторов, выходы которых подключены к шифратору с 2^N входами, на выходе которого получаем N -разрядный код.

Схема 3-разрядного АЦП параллельного действия представлена на рис. 9.1. Опорное напряжение U_{ref} подается на делитель из 9 резисторов по 10 кОм. На выходе делителя, таким образом, получается 8 уровней напряжения, отличающихся друг от друга на $1/9$ часть опорного. Если подстроить опорное напряжение так, чтобы оно составляло ровно 8 В, то в данной схеме на каждом резисторе падает около 0,9 В, т. е. напряжение выходов будет составлять от примерно 0,9 В на самом нижнем резисторе до 7,1 В на верхнем. Эти напряжения попадают на неинвертирующие входы восьми компараторов DA1.1–DA2.4. Здесь использованы две микросхемы LM339, содержащие по 4 компаратора, аналогичных по устройству, рассмотренному нами ранее LM311 (см. Эксперимент 18), только эмиттеры выходных транзисторов здесь уже подключены к «земле». Поэтому выходы компараторов, представляющие собой транзисторы с открытым коллектором, подключены к питанию через «подтягивающие» резисторы. Такое решение здесь

DA1.3 окажутся нули. Так как шифратор приоритетный (см. Эксперимент 29), он отреагирует только на самый старший единичный разряд и сформирует код на выходе, равный 5 в двоичном исчислении (101). Исходя из значений на делителе, цифру 5 на выходе схема будет показывать при изменении $U_{\text{вх}}$ от 4,45 до 5,33 В. Подбором верхнего резистора делителя можно изменить этот интервал в ту или другую сторону.

Как видите, схема на рис. 9.1 совершенно непрактична и может служить только для изучения принципа работы таких АЦП. Ее еще можно переделать для двоично-десятичного преобразования (для него нужны 4 разряда), добавив две ступени делителя, два компаратора и шифратор с десятью входными уровнями, аналогичный 12-уровневому, приведенному в схеме на рис. 8.1. Но уже даже для такого количества разрядов (всего один десятичный разряд!) схема получается крайне громоздкой – 10 компараторов, два шифратора и еще логика. А пригодный для каких-то практических целей АЦП с двумя десятичными цифрами будет содержать уже 99 одних только компараторов!

Подробности

Между прочим, в документации на микросхему шифратора CD4532 приведена его логическая схема. Ее несложно реализовать в виде алгоритма на Arduino. Поэтому, вместо того чтобы в схемах АЦП параллельного действия с количеством входов больше 8 городить шифраторы с логикой, можно поставить один контроллер, который будет осуществлять операцию преобразования унитарного кода в двоичный. Контроллер можно взять и с большим количеством входов, чем у обычного Arduino (Arduino Mega), но, конечно, от установки соответствующего количества компараторов это не избавляет.

Может, такие АЦП целесообразно делать в интегральном исполнении? Конечно, нет проблем упаковать в микросхему хоть 4096 компараторов для получения 12-разрядного кода, но есть одно огромное «но». Уже на уровне двух десятичных цифр начнет сказываться разброс характеристик компараторов и номиналов резисторов, а при росте разрядности эти проблемы умножаются очень быстро.

Поэтому простые АЦП параллельного действия с разрядностью, большей 8, не выпускают. А зачем их делают вообще? По одной простой причине – этот тип АЦП является самым быстродействующим из всех. Ведь скорость преобразования лимитируется только быстродействием применяемых компараторов и логики. Конечно, на нашей медленной элементной базе большого быстродействия не выжмешь, но фактическое быстродействие до сих пор выпускаемых традиционных АЦП такого типа может составлять мегагерцы и более.

В настоящее время самые быстродействующие преобразователи делаются также на основе АЦП параллельного действия, но по несколько другой схеме: это так называемые конвейерные АЦП, где код достаточ-

но высокого разрешения (до 14–16 двоичных разрядов) получается в несколько этапов. Конвейерные АЦП работают на частотах в десятки–сотни мегагерц и даже выше. Именно такие АЦП применяют в цифровых осциллографах, где требуется быстро оцифровать входные сигналы. Все остальные типы АЦП, особенно высокоразрядные, как мы увидим, работают гораздо медленнее.

Задания

1. Соберите схему по рис. 9.1 и испытайте ее при различных значениях опорного и входного напряжения.
2. Можно ли подстроить верхний резистор делителя так, чтобы переключение выходного кода на 1 разряд лучше соответствовало правилам округления, т. е. переключение происходило при переходе ближе всего к середине между значениями соседних порогов по всему диапазону (в примере, приведенном в тексте, не при 4,44 и 5,33 В, а при 4,5 и 5,5)?

Эксперимент 31. Модель АЦП последовательного приближения

Материалы и оборудование:

- плата контроллера Arduino Uno (можно Nano или Mini) с источником питания;
- компаратор LM311 в 8-выводном DIP-корпусе (можно заменить на отечественные аналоги К554СА301 или К554СА3 с учетом иной разводки выводов);
- 19 резисторов 10 кОм с допуском 1 % (можно заменить на любой номинал в диапазоне 5–50 кОм);
- резистор (0,25 Вт) любого номинала в диапазоне 1–10 кОм;
- керамические конденсаторы 100 пФ, 1 мкФ;
- мультиметр.

АЦП последовательного приближения – один из основных разновидностей преобразователей в настоящее время. Именно такого типа АЦП обычно встроены в микроконтроллеры, в том числе и в Arduino, так как там особенно легко организовать управление ими. Принцип работы АЦП последовательного приближения очень прост и состоит в том, что имеется некий ЦАП, выход которого подключен к компаратору. На второй вход компаратора подается преобразуемое напряжение. Выход компаратора управляет формирователем кодов на входах ЦАП, меняя их до тех пор, пока выходное и преобразуемое напряжения не сравня-

ются. Сейчас мы этот принцип смоделируем, немного переделав схему цифрового синусного генератора из главы 6 (рис. 6.9).

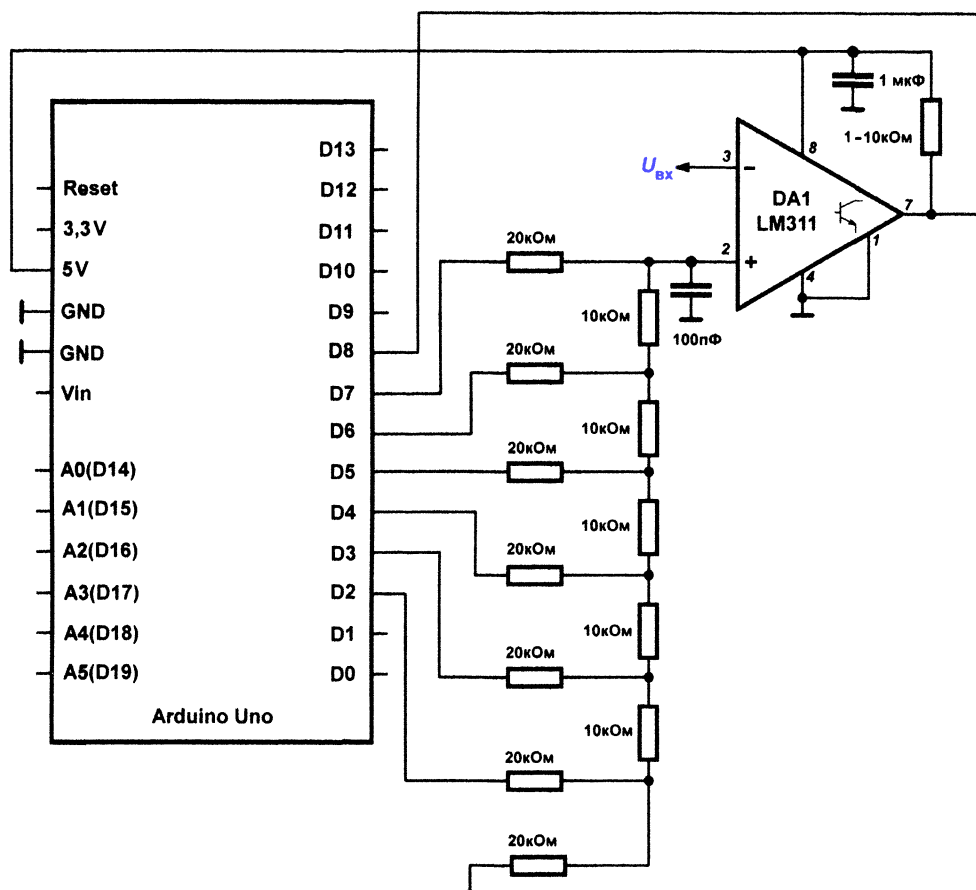


Рис. 9.2. АЦП последовательного приближения

Результирующая схема показана на рис. 9.2. Выход цепочки R-2R, ранее служивший выходом генератора, здесь подключен к одному из входов компаратора (положительному). К отрицательному входу подключается преобразуемое напряжение $U_{вх}$. Осталось только ввести программу в Arduino, реализующую один из возможных алгоритмов действий, в конечном итоге приводящих к формированию на выходах D2-D7 кода, пропорционального входному напряжению. Отметим, что ЦАП в этой схеме совершенно необязательно должен быть основан на цепочке R-2R, годится преобразователь любого типа, но именно на примере R-2R принцип работы наиболее нагляден.

Самый предсказуемый алгоритм выглядит следующим образом. Сначала все разряды кода равны нулю. В первом такте самый старший

разряд устанавливается в единицу. Если выход ЦАП при этом превысил входное напряжение, т. е. компаратор перебрósился в противоположное состояние, то разряд возвращается в состояние логического нуля, в противном же случае он остается в состоянии логической единицы. В следующем такте процедуру повторяют для следующего по старшинству разряда. Такой метод позволяет за число тактов, равное числу разрядов, сформировать в регистре код, соответствующий входному напряжению.

Программа, реализующая этот алгоритм напрямую, совсем несложная – никаких прерываний и тонких расчетов. В ней учтен факт, что выводы D2-D7 – это старшие шесть бит порта D, потому, прежде чем прочитать их результирующее значение через последовательный порт, результат преобразования делится на 4 (т. е. сдвигается на два разряда вправо, в результате чего 6-разрядный код займет положенное ему место в младших разрядах считанного байта). Скетч под названием *TestADC* будет выглядеть следующим образом (напоминаем, что тексты всех программ из этой книги можно найти в архиве по адресу, указанному во введении «От автора»):

```
#define LEDPIN 13
#define CompPIN 8
//выводы D2-D7 - код, D7-старший
byte kod=0; //значение кода

void setup() {
  DDRD=0xFC; //старшие 6 бит порта D на выход
  pinMode(LEDPIN,OUTPUT);
  digitalWrite(LEDPIN,HIGH); //зажигаем светодиод
  Serial.begin(9600); //- для отладки
}

void loop() {
  PORTD=0x00; //начинаем со всех нулей в порту D
  delay(1); //пауза для установления
  //начинаем со старшего
  digitalWrite(7,HIGH);
  delay(1); //пауза для установления
  if (digitalRead(CompPIN)==HIGH) digitalWrite(7,LOW);
  digitalWrite(6,HIGH);
  delay(1); //пауза для установления
  if (digitalRead(CompPIN)==1) digitalWrite(6,LOW);
  digitalWrite(5,HIGH);
  delay(1); //пауза для установления
```

```
if (digitalRead(CompPIN)==1) digitalWrite(5,LOW);
digitalWrite(4,HIGH);
delay(1); //пауза для установления
if (digitalRead(CompPIN)==1) digitalWrite(4,LOW);
digitalWrite(3,HIGH);
delay(1); //пауза для установления
if (digitalRead(CompPIN)==1) digitalWrite(3,LOW);
digitalWrite(2,HIGH);
delay(1); //пауза для установления
if (digitalRead(CompPIN)==1) digitalWrite(2,LOW);
delay(1); //пауза для установления */
kod=PIND/4; //читаем код со сдвигом на два разряда вниз
Serial.println(kod);
digitalWrite(LEDPIN,LOW); //гасим светодиод
delay(2000);
}
```

По этой программе контроллер за шесть попыток установит код в порту D, после чего результирующий код выводится через последовательный порт, и после 2-секундной паузы все начинается сначала. Миллисекундные задержки `delay(1)` после каждой итерации рассчитаны на самый плохой случай в части быстродействия компонентов схемы. На самом деле все должно работать и без них: хотя 16-мегагерцовый контроллер по идее выполняет команду записи в порт заведомо быстрее срабатывания компаратора, ардуиновская функция `digitalWrite()` работает сравнительно медленно, и схема должна успевать успокоиться до следующей команды чтения. Но на всякий случай задержки необходимы в целях надежности получения нужного кода.

Подробности

У вас, несомненно, возникнет резонный вопрос: а где в этой схеме опорное напряжение, необходимое во всех АЦП для установления масштаба? Его роль здесь играет напряжение высокого уровня на выходах портов Arduino. Поэтому такой АЦП будет, конечно, крайне неточен. В реальных конструкциях АЦП и ЦАП с цепочкой R-2R ее звенья коммутируются специальными аналоговыми ключами. Ключи управляются от цифровых схем и переключают звенья цепочки между уровнем «земли» и настоящим опорным напряжением. Если вы внимательно прочтете подробное описание работы АЦП Arduino, то убедитесь, что он именно так и устроен.

Можно попробовать сделать такой АЦП на отдельных реверсивных счетчиках, подобных описанным в следующей главе. В этом случае удобнее применить другой алгоритм установления кода – «сдвигающий». Разряды счетчика, как и здесь, управляют матрицей R-2R,

а выход компаратора связан с переключением направления счета. В начале счетчик начинает считать от нулевого значения в сторону увеличения, пока напряжение выхода ЦАП не превысит входное напряжение. Тогда направление счета меняется, счетчик обрабатывает назад, направление опять переключается в сторону увеличения и т. д. В установившемся режиме выходной код будет все время «дрожать» в пределах младшего разряда, что конечно, есть недостаток такого способа. Другой недостаток – не определенное заранее время реакции на изменения входного сигнала. Можете попробовать испытать этот способ на основе той же схемы рис. 9.2, изменив программу.

Главный недостаток АЦП последовательного приближения – чувствительность к изменению входного напряжения за время, пока идет подбор значения кода. Особенно это характерно для более распространенного первого способа – внезапный выброс на входе может запутать алгоритм до полного сбоя. Поэтому такие АЦП всегда снабжаются устройствами выборки-хранения (УВХ), фиксирующими входное напряжение на время счета. В простейшем случае УВХ представляет собой конденсатор, который через ключ заряжается до текущего уровня входного напряжения, после чего ключ отключается, а по окончании подсчета кода сбрасывает конденсатор замыканием его на «землю». Наличие УВХ замедляет преобразование (именно поэтому в АЦП Arduino подсчет 10-разрядного кода занимает не ровно 10, а 13 тактов). И по той же причине АЦП последовательного приближения всегда можно опознать по наличию выбора между точным, но медленным преобразованием и менее точным, но более быстрым. Общее быстродействие АЦП такого типа составляет десятки–сотни тысяч отсчетов в секунду.

Задания

1. Соберите схему, представленную на рис 9.2, и подайте на вход напряжение от делителя, подключенного к питанию. Измерьте точное значение $U_{\text{вх}}$ и запустите Монитор порта. Оцените соответствие выходного кода и входного напряжения (в процентах от максимальных величин, равных $2^6 = 64$ для кода и 5 В для напряжения).
2. Меняя напряжение на делителе, оцените линейность преобразования: вблизи 5 В переключение на 1 разряд должно соответствовать такому же изменению $U_{\text{вх}}$, как вблизи нуля и в середине диапазона.
3. Попробуйте закомментировать в программе миллисекундные задержки `delay(1)` после каждой итерации и проверьте работоспособность программы. Если она работает без сбоев, то попробуйте еще больше ускорить операции записи в порт: вместо `digitalWrite(n,HIGH)` поставьте команды управления битами порта напрямую, т. е. команды вида `bitWrite(PORD,n,1)`, где `n` принимает значения от 2 до 7. Еще быстрее будут работать команды непосредственной записи

в порт через побитовое «ИЛИ», например `PORTD |= B00100000`. Здесь положение единицы соответствует номеру бита от 0 до 7 (в данном примере устанавливается бит номер 5, соответствующий выводу D5 Arduino). Время выполнения такой команды менее 0,1 мкс, потому что схема без задержек правильно работать не должна – быстрогодействия компаратора не хватит. Определите порог быстрогодействия АЦП, вставляя задержки в полученный текст скетча с помощью `delayMicroseconds()`.

Эксперимент 32. Интегрирующие АЦП

Если предыдущие два эксперимента мы занимались лишь изучением устройства АЦП различных типов, то в двух следующих разделах рассмотрим схемы, которые вполне могут пригодиться на практике. Вообще говоря, интегрирующие АЦП — наиболее точные (и наиболее медленные) из всех, и вряд ли вам удастся достичь высот, реализованных в таких изделиях, как дельта-сигма АЦП AD7710 с разрешением 24 разряда и частотой выборки 1 кГц или даже MAX132 с 18-разрядной точностью. Тем не менее самостоятельно собранное интегрирующее АЦП не содержит столь громоздких «наворотов», как сотня компараторов вкупе с многоходовыми шифраторами в параллельных конструкциях или весьма чувствительная к качеству резисторов матрица R-2R в АЦП последовательного приближения. Интегрирующее АЦП вполне способно без всяких Arduino и программирования справиться с задачей оцифровки выхода датчика температуры в диапазоне сотни градусов или измерения напряжения в несколько вольт.

Интегрирующих АЦП существует несколько разновидностей, и мы рассмотрим только две из них, пригодные для самостоятельного воспроизведения. К интегрирующим АЦП вплотную примыкают дельта-сигма-преобразователи, уже несколько десятилетий удерживающие звание самых точных, но их делать своими руками нет никакого смысла. Причем здесь мы рассмотрим только аналоговую и управляющую части интегрирующих АЦП, выходное значение которых представлено в виде интервала времени. По этой причине такие АЦП называют еще *преобразователи напряжение–время*. Измерение выходного интервала времени, представление его в виде кода и отображение на индикаторах мы рассмотрим в следующей главе.

Подробности

Узнав случайно о том, что существуют генераторы частоты, управляемые напряжением (ГУН – их даже довольно много разновидностей), вездливый читатель, несомненно, задастся вопросом: почему же нельзя их приспособить в качестве

АЦП? Измерение частоты – стандартная и распространенная задача, мы ей будем заниматься в следующей главе. Ответ простой: те самые дельта-сигма-преобразователи и есть лучшее воплощение идеи преобразования напряжения в количество импульсов. А простые ГУН предназначены не для этого – в них сложно получить хорошую стабильность и линейную зависимость. Хотя и существуют специальные микросхемы-преобразователи напряжения в частоту (ПНЧ), но интегрирующие схемы, которые мы сейчас будем рассматривать, даже проще их в аналоговой части и ничуть не сложнее в цифровой, а точность преобразования у них потенциально выше.

АЦП однократного интегрирования

Материалы и оборудование:

- источник питания 12 В (сетевой адаптер или лабораторный блок питания);
- микросхема источника тока LM334 (можно заменить на LM134 или LM234);
- компаратор LM311 (можно заменить на отечественный К554СА301 или любой прецизионный с питанием не менее +12–15 или ± 6 –7 В);
- D-триггер CD4013 (можно заменить на К561ТМ2);
- маломощный полевой транзистор 2N7000 (можно заменить на BS-170 или аналогичные);
- резистор (0,25 Вт) 6,8 кОм, 1–10 кОм, 62 кОм;
- электролитический конденсатор 10 мкФ;
- керамический конденсатор 1,0 мкФ;
- пленочные конденсаторы 47 нФ, 0,15 мкФ, 1,0 мкФ с полистирольным (типа К71) или фторопластовым (К72) диэлектриком. В крайнем случае можно заменить на полиэтилентерефталатные (лавсановые) типа К73-17 или керамические с минимальным ТКЕ (ПЗЗ, МЗЗ, МП0, NP0, N030. M(N)75). Могут быть заменены на аналогичные зарубежные типы;
- цифровой осциллограф.

АЦП однократного интегрирования, схема которого представлена на рис. 9.3, имеет один крупный недостаток – точность преобразования в нем напрямую связана со стабильностью источника тока DA1, конденсатора C_1 и характеристик компаратора DA2. Метод однократного интегрирования до сих пор довольно широко употребляется ввиду его простоты и очевидности (в частности, его несложно реализовать в виде программы на микроконтроллере), но микросхем, реализующих этот метод в интегральном исполнении, не выпускается – как вы увидите далее, в этом нет особого смысла. Потому мы рассмотрим реализацию однократного интегрирования, как говорится, «своими руками».

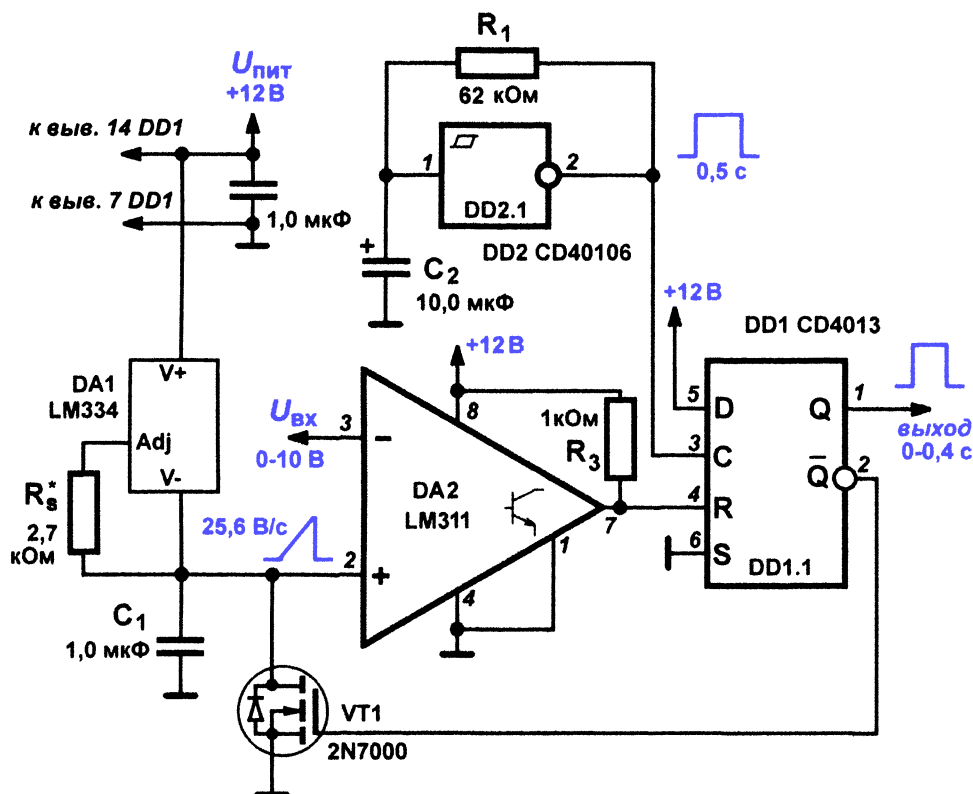


Рис. 9.3. АЦП однократного интегрирования

От недостатков проистекают такие жесткие требования к выбору конденсатора (см. перечень материалов и оборудования). Конечно, для простой проверки работы схемы можно обойтись и обычным керамическим, но для нормальной работы нужен как минимум низкий коэффициент абсорбции (см. главу 3, раздел «О выборе конденсаторов») и минимальный температурный коэффициент емкости (ТКЕ). Для распространенных полиэтилентерефталатных (лавсановых) типа К73-17 ТКЕ не нормируется, потому для них, как и для керамических, указано «в крайнем случае», хотя по абсорбции они вполне подходят. А вот перечисленные полистирольные и фторопластовые типы достать куда сложнее, и их импортные аналоги могут оказаться чересчур дорогими. Хорошо подходят для работы в этой схеме слюдяные конденсаторы (К31), но они не выпускаются емкостью более 0,01 мкФ, так что их следует иметь в виду в более быстродействующих вариантах. Наоборот, категорически не подходят для работы любые электролитические конденсаторы, даже полимерные (твердотельные).

Компаратор традиционного для нас типа LM311 можно заменить на прецизионный (AD790, LM139), только придется проверить правиль-

ность подключения выхода к триггеру DD1 (для AD790 резистор R_3 не нужен). Полевой транзистор в качестве ключа, разряжающего конденсатор, выбран для того, чтобы избавиться от погрешности в начале диапазона: биполярный не смог бы разрядить конденсатор полностью до нуля.

На источнике тока LM334 и конденсаторе C_1 собран генератор линейно-изменяющегося напряжения (ГЛИН) со скоростью 25,6 В/с (см. расчетную формулу в Эксперименте 8). Схема управляется положительными импульсами длительностью примерно полсекунды с простейшего генератора на триггере Шмитта (см. Эксперимент 21). Точность длительности управляющего импульса значения не имеет, потому схему генератора можно заменить на любую другую.

Принцип работы схемы очень простой. В начале преобразования на вход С динамического D-триггера (DD1.1) поступает положительный фронт от генератора секундных импульсов, который устанавливает выход Q в состояние логической единицы. На выходе \bar{Q} возникает нулевое напряжение, запирающее транзистор VT₁. Как только транзистор запирается, на положительный вход компаратора начинает подаваться возрастающее напряжение с конденсатора. На отрицательный вход подается входное измеряемое напряжение $U_{вх}$, и при равенстве значения входного напряжения и напряжения на конденсаторе компаратор срабатывает и обнуляет триггер, транзистор открывается и разряжает конденсатор. Длительность импульса, полученного на выходе Q триггера, пропорциональна входному напряжению, причем при указанных параметрах ГЛИН максимальному значению напряжения на входе, равному 10 В, будет соответствовать длительность $10/25,6 \approx 0,4$ с. В общем виде длительность выходного импульса T_v определяется формулой $T_v (с) = U_{вх} (В)/V_{глин} (В/с)$, где $V_{глин}$ – установленная скорость нарастания. Другими словами, каждой $1/25,6 \approx 0,04$ доли секунды длительности соответствует ровно 1 В входного напряжения. Почему выбран такой «некруглый» масштаб – увидите далее, когда мы будем строить цифровую часть схемы. Заметьте также, что роль опорного напряжения, задающего масштаб, здесь играет величина тока от источника.

С момента сброса триггера до возникновения следующего положительного перепада напряжения на выходе управляющего генератора схема находится в состоянии покоя. Диапазон входных напряжений определяется напряжением питания и длительностью управляющего импульса: если она равна 0,5 с, то теоретически диапазон составляет около 0–12,5 В. Но практически здесь он ограничен величиной примерно на 0,8 В ниже напряжения питания, в противном случае источник тока работать перестанет.

Наладка схемы сводится к проверке длительности управляющих импульсов (при необходимости подбирается резистор R_1) и к регулировке источника тока DA1 до достижения значения скорости изменения на

выходе ГЛИН в 25,6 В/с. Регулировка выполняется по значению длительности импульса на выходе триггера подбором резистора R_s при подаче калиброванного значения входного напряжения. Вообще говоря, для этого нужен точный частотомер в режиме измерения длительности импульса, но для наших целей подойдет и цифровой осциллограф. При отсутствии цифрового осциллографа на этапе наладки схемы в качестве измерителя длительности можно использовать Arduino, у которого есть подходящая для таких операций функция `pulseIn()`.

Отметим, что для законченного прибора с добавлением измерителя длительности импульса и блока индикации (с чем, как мы договорились, будем знакомиться в следующей главе) точно калибровать именно скорость нарастания не требуется. Резистор R_s подбирается по конечному результату: показаниям на индикаторе, которые должны совпадать со входным напряжением.

Задание

1. Соберите схему, соответствующую рис. 9.3. Проверьте работоспособность: подайте на вход напряжение 10 В и измерьте длительность импульса на выходе одним из методов, приведенных в тексте. Если длительность сильно отличается от расчетной, подберите сопротивление резистора R_s . Отложите собранную и отлаженную схему в сторону до выполнения Эксперимента 34, описанного в следующей главе.

АЦП двойного интегрирования

Материалы и оборудование:

- источник питания 9 В (сетевой адаптер или лабораторный блок питания);
- датчик температуры TMP36 (в корпусе TO-92);
- прецизионный стабилитрон LM285 (в корпусе TO-92);
- микросхема АЦП K572ПВ2 (можно заменить на импортную ICL7107);
- пять семисегментных LED-индикаторов с общим анодом любого цвета, с высотой цифры до 0,5–0,56 дюйма (например, типа SA05-11);
- плоский светодиод 5 мм (например, L-113);
- 5-вольтовые стабилизаторы напряжения: маломощный на 100 мА (LM2950-5.0) и мощный, не менее чем на 1 А (LM1085-5.0). Могут быть заменены на любые аналогичные. Мощный (LM1085-5.0) следует установить на небольшой радиатор 10–50 см²;
- резистор (0,25 Вт) 750 Ом (10 шт.), 3,9 кОм, 100 кОм, 470 кОм;
- подстроечный резистор 510 Ом;
- прецизионные резисторы (0,25 Вт, 1 %) 820 Ом, 1,8 кОм, 2,0 кОм;

- электролитические конденсаторы 10 и 100 мкФ;
- керамические конденсаторы 91 пФ, 47 нФ, 1,0 мкФ (4 шт.);
- пленочный конденсатор 0,22 мкФ с полистирольным (типа К71) или фторопластовым (К72) диэлектриком. В крайнем случае можно заменить на керамические с минимальным ТКЕ (П33, М33, МП0, NР0, N030. М(N)75). Могут быть заменены на аналогичные зарубежные типы.
- мультиметр.

Принцип двойного интегрирования

Метод двойного интегрирования позволяет одним махом избавиться от большинства недостатков простейшего однократного метода, причем не слишком большим усложнением схемы. Результат двойного интегрирования в первом приближении не зависит ни от качества компаратора или источника тока, ни от стабильности конденсатора. Именно поэтому микросхемы однократного интегрирования не делают – куда проще немножко усложнить схему и получить гарантированный результат с двойным интегрированием. Мы не будем строить практическую схему на отдельных деталях, а сначала рассмотрим общий принцип метода и затем познакомимся с одной из самых удачных и популярных разработок в этом направлении.

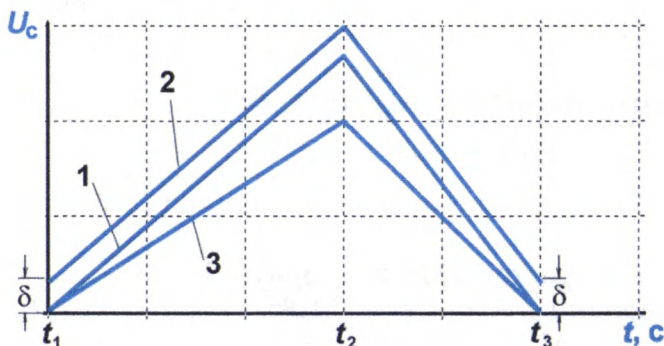


Рис. 9.4. Цикл работы АЦП двойного интегрирования: 1 – идеальный случай; 2 – при сдвиге порога компаратора; 3 – при изменении емкости конденсатора

Схему, соответствующую принципу метода двойного интегрирования, мы рисовать не будем – конкретные подробности, которых там предостаточно, только усложнят понимание. Общая идея метода, который называется *двойным* или *двухстадийным* интегрированием, показана на рис. 9.4, на котором представлены временные зависимости напряжения на интегрирующем конденсаторе.

Посмотрим сначала на график, обозначенный цифрой 1. В первую часть цикла работы за *фиксированное* время такта $t_2 - t_1$ конденсатор ин-

тегратора заряжается током, который определяется входным (измеряемым) напряжением $U_{\text{вх}}$. Во второй части этот конденсатор разряжается точно известным током, определяющимся опорным напряжением $U_{\text{оп}}$, до момента равенства напряжения нулю (t_3). Чем больше входное напряжение, тем до большей величины зарядится конденсатор в первой части и тем дольше он будет разряжаться во второй. Легко показать, что отношение интервала времени $t_3 - t_2$ к известному времени такта $t_2 - t_1$ будет равно отношению входного напряжения $U_{\text{вх}}$ к опорному $U_{\text{оп}}$. Таким образом, измерив полученный интервал времени $t_3 - t_2$, мы получим на выходе код, пропорциональный входному напряжению.

На самом деле напряжение, до которого разряжается конденсатор, задается порогом компаратора и может в общем случае быть отличным от нуля на величину δ за счет «гуляния» порога, например при изменении температуры. Но так как в начале цикла измерения напряжение определялось тем же значением порога, то, как вы видите из графика 2, в данном случае имеет значение только изменение порога за время преобразования. А оно даже в самых «неповоротливых» АЦП такого типа не превышает долей секунды, потому это изменение можно не принимать в расчет. На результате не скажется и изменение емкости конденсатора, поскольку при этом наклон прямой и заряда и разряда изменится в одинаковой степени (график 3). Отдельного источника тока как такового в подобных конструкциях не имеется: обе части интегрирования производится одним и тем же интегратором на ОУ (см. Эксперимент 17, рис. 5.5), входы которого переключаются между опорным и входным напряжениями. А значит, и нет дополнительной погрешности от нестабильности источника тока.

В самых точных АЦП такого типа дополнительно проводят цикл *автокоррекции нуля*, когда на вход подают нулевое напряжение и результат потом вычитают из значения кода, полученного в рабочем цикле. Точность и стабильность преобразования здесь полностью определяются точностью и стабильностью значения опорного напряжения $U_{\text{оп}}$. Но, так как результат измерения зависит от отношения $U_{\text{вх}}/U_{\text{оп}}$, а не от их абсолютных величин, как в ранее рассмотренных схемах, появляется возможность реализовать *относительные* измерения. Если стабильность входного и опорного напряжений зависит от одного источника, то погрешности могут компенсировать друг друга. В реальности добиться этого непросто, но принципиальная возможность имеется.

В интегрирующих АЦП такого рода для более полного подавления помех нужно делать первую часть цикла интегрирования кратным периоду помехи. Тогда в цикле укладывается целое число периодов помехи, и она усредняется. Практически наибольшее влияние оказывает сетевая помеха частотой 50 Гц, поэтому частоту циклов стараются делать в круглых числах.

Интегральный АЦП 572ПВ2/ПВ5

Интегральные схемы 572ПВ2 (ICL7107) и 572ПВ5 (ICL7106) – очень удачная реализация принципа двойного интегрирования. В измерительной части обе микросхемы идентичны, отличается только выходной интерфейс: 572ПВ5 (ICL7106) предназначена для управления ЖК-индикаторами, а 572ПВ2 (ICL7107) – семисегментными светодиодными (LED-индикаторами). Лет 25–30 назад, до появления многочисленных дешевых семейств микроконтроллеров со встроенным АЦП, эти микросхемы стояли, наверное, в каждом втором мультиметре, производимом промышленностью. Мы попробуем построить на 572ПВ2 цифровой термометр.

Подробности

Если вы перелистнете на страницу вперед и поглядите на полную схему термометра (рис. 9.6), то, наверное, ужаснетесь ее громоздкости и не захотите читать дальше. Спешим предупредить: любая схема с индикацией, не использующей встроенных контроллеров для управления, будет столь же громоздкой. Вряд ли вы сможете вообще построить подобную схему на обычном Arduino – у него просто не хватит выводов, придется искать Arduino Mega. Не менее громоздкими окажутся схемы с индикацией состояния счетчиков (см. следующую главу). Потому-то в микроконтроллерной схемотехнике отдельные индикаторы почти не употребляются: там применяются готовые модули с одним из стандартных двухпроводных или трехпроводных интерфейсов, уже имеющих в микроконтроллере. Однако укажем на недостаток такого удобного решения: контроллеры, встроенные в модули индикаторов, потребляют довольно много энергии, потому с их помощью трудно строить энергосберегающие схемы с питанием от батареек. В случае светодиодных индикаторов это, конечно, не имеет значения (они потребляют раз в десять больше любого микроконтроллера), а для схем с ЖК-индикаторами это существенный минус. И не исключено, что вам в дальнейшем еще придется не раз вспоминать свои мучения при составлении схем, подобных этому термометру.

Микросхема 572ПВ2 (ICL7107) представляет собой АЦП двойного интегрирования с выходом в параллельном семисегментном коде с расчетом на 3,5 десятичных разряда. Что означает цифра 3,5 – не может же использоваться полразряда? Действительно, при использовании полного выходного диапазона этой микросхемы, который составляет число ± 1999 , нужно подключать 4 индикатора, однако последний (старший) из них будет служить только для индикации цифры 1, и – при необходимости – знака минус. Число 3,5 и означает, что старший разряд используется не полностью. Бывают и более заковыристые обозначения вроде $3\frac{3}{4}$ разряда, но их оставим на совести авторов. Заметим, что разрешающая способность (а при соблюдении некоторых требований – и точность) этого АЦП эквивалентна приблизительно 11 двоичным разрядам, т. е. погрешность составит около 0,05 %, что очень неплохо.

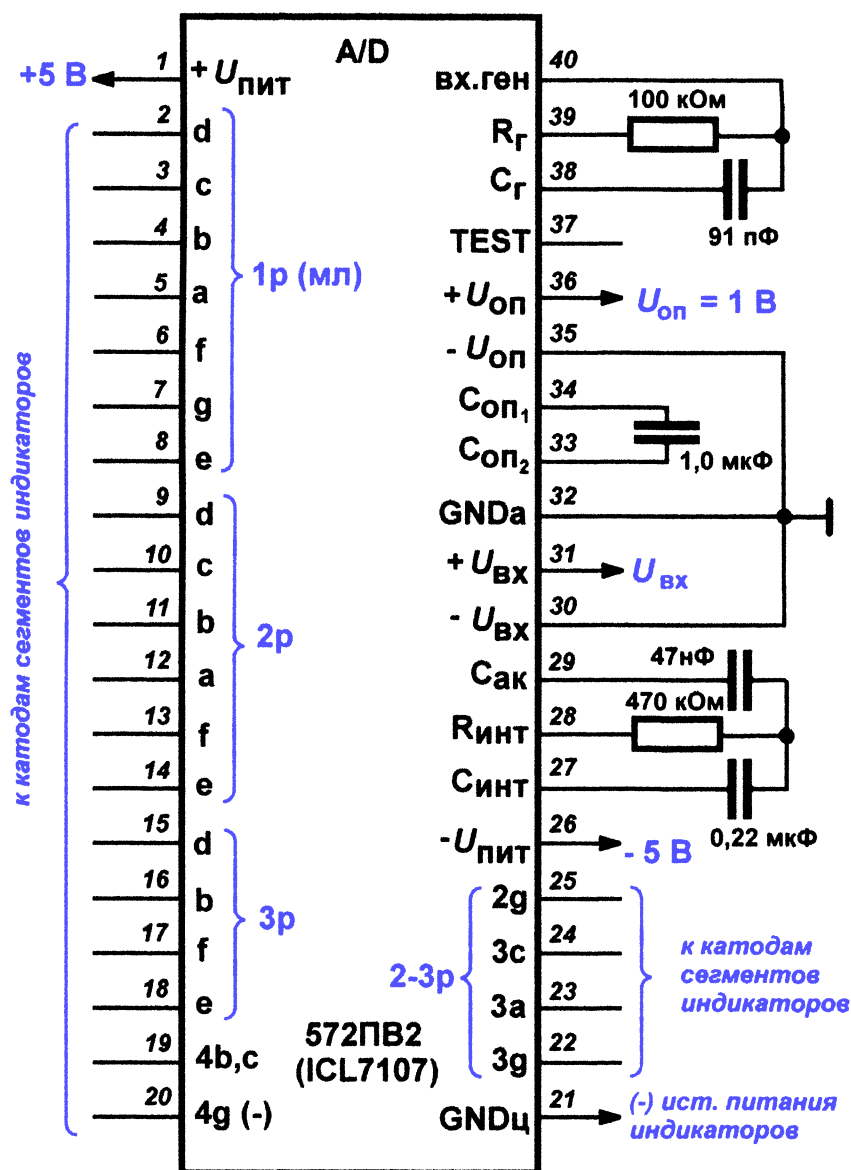


Рис. 9.5. Типовое включение микросхемы 572PB2 (ICL7107) в корпусе DIP-40

Основная (типовая) схема включения микросхемы 572PB2 показана на рис. 9.5. Микросхема имеет два собственных питания: положительное 5 В (от 4,5 до 6 В) и отрицательное, которое может варьироваться в довольно большом диапазоне от -9 до -3,5 В, т. е. может быть нестабилизированным. Семисегментные LED-индикаторы можно подключать напрямую, без каких-либо дополнительных резисторов (ток через сегмент при этом равен 5–8 мА). Управление индикаторами осуществ-

вляется коммутацией на «землю», поэтому нужен индикатор с общим анодом, который целесообразно подключать к отдельному «цифровому» источнику питания, чтобы не вносить лишние помехи в измерительную часть.

Есть и более современные варианты этих преобразователей – например, с очень малым потреблением, но параметры рассмотренных микросхем и так достаточно хороши – при тактовой частоте 50 кГц время преобразования составляет 0,32 с (16 000 периодов тактовой частоты), а потребление при этом не превышает 0,6 мА (не считая, конечно, потребления индикаторов в LED-варианте).

Номиналы емкостей и резисторов на рис. 9.5 приведены для случая опорного напряжения, равного 1 В, и тактовой частоты 50 кГц. При опорном напряжении 0,1 В емкость $C_{ак}$ нужно увеличить до 0,47 мкФ, $C_{инт}$ уменьшить до 0,1 мкФ, а $R_{инт}$ уменьшить до 47 кОм. В остальных случаях эти номиналы должны быть изменены в указанных пределах примерно пропорционально изменению опорного напряжения.

К выбору типов компонентов следует подходить весьма тщательно, от этого сильно зависит в первую очередь линейность преобразования. Конденсатор тактового генератора $C_{ген}$ может быть любым керамическим (типа КМ73-10, КМ-5, КМ-6). Остальные конденсаторы ($C_{инт}$, $C_{оп}$ и $C_{ак}$) должны удовлетворять требованиям, уже обсужденным при конструировании АЦП однократного интегрирования (см. предыдущую часть этого раздела).

Удобство микросхем ПБ2 и ПБ5 заключается и в том, что они оперируют с двухполярными входными напряжениями, автоматически определяя и высвечивая знак. Диапазон входного измеряемого напряжения определяется опорным, с помощью которого и задается масштаб, при этом опорное должно находиться в пределах 0,1–1 В, а измеряемое может по абсолютной величине превышать его ровно в два раза. Если, например, опорное напряжение равно 1 В, как обозначено на схеме рис. 9.5, то измеряемое может быть в пределах ± 2 В (точнее, $\pm 1,999$ В), а в общем случае выходной код определяется выражением $N = 1000 \cdot (U_{вх}/U_{оп})$. При превышении значением входного напряжения предела $+2U_{оп}$ младшие три разряда гаснут, а при снижении ниже $-2U_{оп}$ гаснет все, кроме знака минус.

Однако оба входных напряжения – опорное и измеряемое – могут быть и «плавающими», без общей «земли», единственное требование – чтобы их значения отступали более 1 В от напряжений питания. В этом случае вывод 32 («аналоговая земля») не используется. На практике целесообразно сбалансировать опорное и измеряемое напряжения так, чтобы минус опорного совпадал примерно с серединой питания, и этому же потенциалу соответствовал ноль измеряемого напряжения. Тогда сохранится правильная индикация знака, и эти напряжения не выйдут за пределы указанных ранее величин.

Цифровой термометр на 572ПВ2

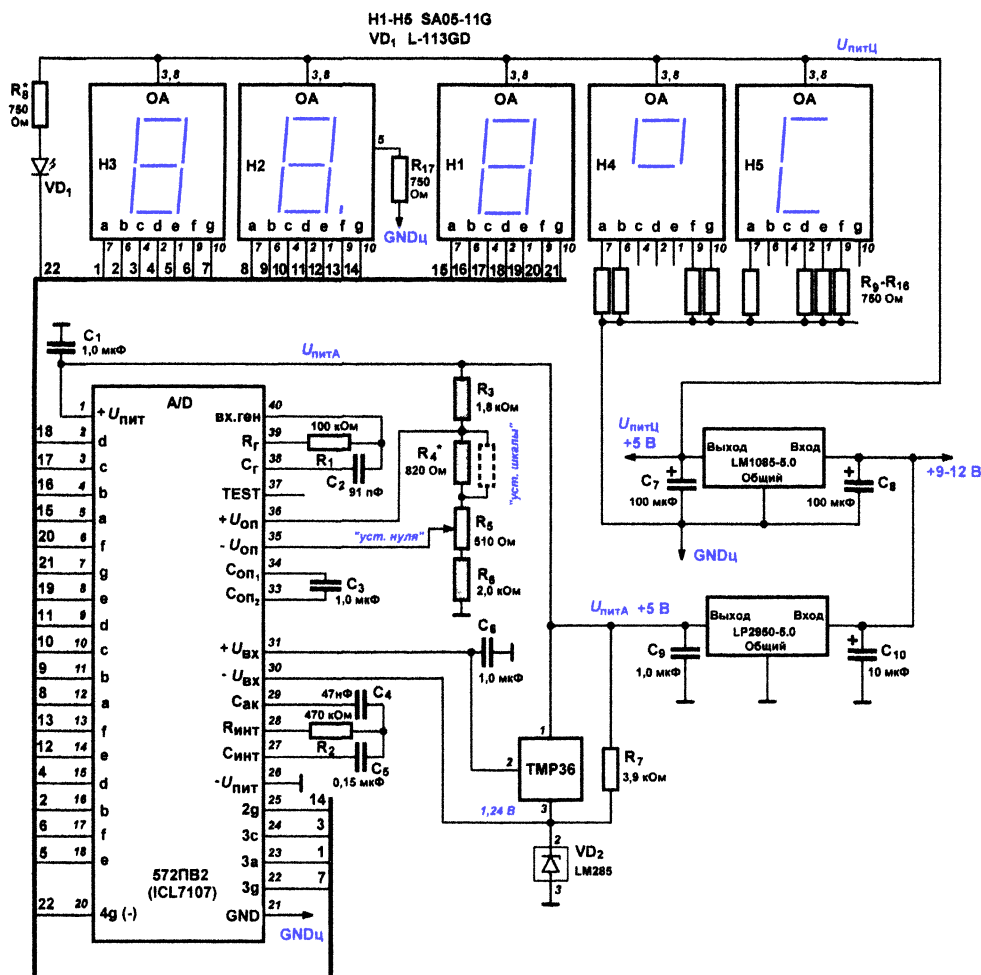


Рис. 9.6. Цифровой термометр на микросхеме 572ПВ2

Этот вариант реализован в схеме термометра с полупроводниковым датчиком TMP36 (рис. 9.6). Так как здесь нам более трех разрядов не требуется (показания по образцу «99,9 °C»), то знак минус в этой схеме вместо целого индикатора обеспечивается отдельным плоским светодиодом VD₁. Его боковые поверхности во избежание засветки следует закрасить черным фломастером или непрозрачным цапонлаком. Токоограничивающий резистор R₈ подбирается исходя из равенства яркостей свечения минуса и сегментов индикатора. Резистор R₁₇ обеспечивает постоянную засветку разделительной точки. Индикаторы H4-H5 – опциональные, они горят постоянно, демонстрируя символы «°C». Требования к подбору конденсатора C₅ такие же, как для

конденсатора в АЦП однократного интегрирования (см. предыдущий раздел).

Условие не слишком большой высоты цифр в индикаторах (не более 0,5–0,56 дюйма) вызвано тем, что в индикаторах большей высоты в каждом сегменте установлено по два светодиода и питания 5 вольт может не хватить, а увеличивать его свыше 6 вольт здесь нельзя. Если хотите установить большие индикаторы, то придется организовывать им отдельное повышенное питание с управлением через внешние ключи-преобразователи уровня для каждого сегмента.

Преобразователь 572ПВ2 питается от одного напряжения 5 В, вывод аналоговой земли не используется. Теоретическая крутизна выходного напряжения датчика TMP36 составляет 10 мВ на градус, а при температуре 0 °С выходное напряжение (между выводами 2 и 3) равно 0,5 В. При 50 °С выходное напряжение будет, таким образом, равно 1 В, при 100° – 1,5 В (диапазон 0–100° будет соответствовать 1 В изменения). Таким образом, нам достаточно установить опорное напряжение, равное 1 В, и исхитриться сделать так, чтобы минус опорного и напряжение датчика при нуле градусов находились на одинаковом потенциале относительно «земли» аналогового питания. Тогда показания термометра автоматически будут правильными, в том числе и в отрицательной области.

Именно это и обеспечивает делитель R_3 – R_6 в совокупности с прецизионным стабилитроном VD_2 . Стабилитрон обеспечивает постоянный потенциал на отрицательном выводе 3 датчика, равный 1,24 В. Теоретически на движке потенциометра R_5 нужно установить напряжение $1,24 + 1 = 2,24$ В (оно должно соответствовать нулю градусов), а подбором R_4 добиться значения на его верхнем по схеме конце ровно на 1 В больше (разница между этим значением и потенциалом движка R_5 и будет опорным напряжением). Но практически датчик TMP36 имеет довольно большой разброс, потому схему необходимо калибровать.

Схему можно сделать более надежной и предсказуемой, если запитать аналоговую часть от двухполярного маломощного источника ± 5 В, описанного в Эксперименте 37 (рис. 11.1). В этом случае прецизионный стабилитрон VD_2 и резистор R_7 можно удалить. Сопротивления делителя R_3 – R_6 следует подогнать таким образом, чтобы на выводе движка потенциометра R_5 «уст. нуля» было напряжение, близкое к 0,5 В (показания «00,0 °С»), а подбором R_4 по-прежнему добиться значения на его верхнем по схеме конце на 1 В больше. Цифровую часть схемы по-прежнему следует питать от отдельного более мощного стабилизатора, а общее питание схемы придется увеличить до 12–14 В.

Для калибровки датчик необходимо изолировать от воды, для чего можно просто затянуть его в термоусадочный кембрик, предварительно удливив выводы. Процедура калибровки довольно муторная: необходимо сначала погрузить датчик в смесь наколотого льда или снега с водой

в термосе и с помощью потенциометра R_5 установить на дисплее показания «00,0». Затем погрузить датчик в кипящую воду и подбором резистора, параллельного R_4 , установить показания «99,9». При этом ноль также «уплывет», потому операции придется повторить несколько раз, погружая датчик попеременно то в кипяток, то в термос со льдом. Темная окраска резисторов на схеме помечает те из них, которые предпочтительно выбирать с допуском не хуже 1 % (здесь важна не сама по себе точность номинала, а то, что у таких разновидностей меньше температурный коэффициент сопротивления, ТКС).

Задания

1. Соберите схему по рис. 9.6 и тщательно проверьте правильность сборки. Калибруйте схему, как указано в тексте.
2. Разработайте и изготовьте корпус термометра. Учтите при этом, что самосветящиеся LED-индикаторы полагается размещать в углублении под затемненным стеклом – так они лучше видны издали. Температурный датчик необходимо вынести за пределы корпуса – для удобства калибровки и предотвращения подогрева от компонентов. Изготовьте плату или перенесите схему на макетную плату с пайкой (см. главу «Необходимые инструменты и оборудование») и установите в изготовленный корпус. Проверьте показания при нескольких известных температурах и при необходимости повторите калибровку.

Глава 10

Счетчики и индикация

Если при изучении книги Р. А. Свореня [1] вы пропустили «Практикум» к главе 16, то обязательно ознакомьтесь с ним. Там приведены начальные сведения о двоичных счетчиках, в том числе (в Эксперименте 3) приведена схема дешифрации показаний двоично-десятичного счетчика с помощью дешифратора CD4511 и демонстрации полученного десятичного числа на семисегментном индикаторе. Отметьте, что для дешифратора CD4511 требуется индикатор с общим катодом, в отличие от микросхемы АЦП 572ПВ2, изученной нами в Эксперименте 31 – она требует индикаторов с общим анодом. Эти сведения мы используем в дальнейшем для построения типовых схем со счетчиками.

Все двоичные счетчики в интегральном исполнении имеют последовательный вход и параллельные выходы с каждого из разрядов. Большинство имеет также параллельные входы для предустановки состояния счетчика. В некоторых случаях эти входы приходится использовать вместо очень нужного вывода Reset, принудительно обнуляющего показания, – для него просто не хватило выводов корпуса (см. схему на двоично-десятичном счетчике 561ИЕ14 в Эксперименте 3 «Практикума» к главе 16 книги Р. А. Свореня [1]). Счетчики могут срабатывать от положительного (возрастающего) или отрицательного (падающего) фронтов, на это следует обращать внимание. Также они все имеют выходы и входы переноса для построения многоразрядных счетчиков и вывод переключения направления счета (на сложение или вычитание). Более подробно со счетчиками и принципами их построения вы можете ознакомиться в [4].

Принципы измерения временных характеристик с помощью счетчиков

Из всех задач, которые можно решать с помощью счетчиков, выделяются три наиболее важных и часто встречающихся. Это измерение таких временных характеристик цифровых последовательностей, как частота, период и длительность импульсов. Все три задачи имеют общую схему решения, проиллюстрированную на рис. 10.1.

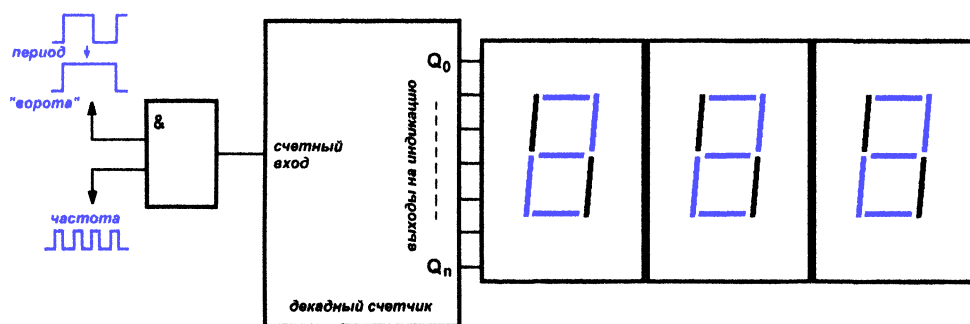


Рис. 10.1. Схематическое представление задач измерения частоты, периода и длительности импульсов

На входе схемы расположен двухвходовой логический элемент «И». Он служит ключом, пропускающим на выход импульсы с одного входа (входа «частота») при подаче логической единицы на второй (вход «ворота»). Если стоит задача измерения частоты, то «ворота» подаются строго определенной длительности. Если эта длительность составляет 1 с, то по их окончании на выходе счетчика окажется значение частоты в герцах. Если, наоборот, необходимо подсчитать длительность «ворот» (длительность импульса), то строго определенным делается значение частоты. Если частота на входе равна 1 МГц, то длительность получается в микросекундах, если 1 кГц, то – в миллисекундах.

Наконец, при задаче подсчитать длительность не одного импульса (от положительного фронта до отрицательного), а периода их повторения (от одного положительного фронта до другого) предварительно период следует превратить в «ворота». Это можно сделать разными путями: например, поделив частоту входного сигнала вдвое (тогда длительность импульса поделенной частоты будет строго равна периоду исходной) или применив схемы выделения фронтов (см. Эксперимент 9).

Как вы можете заключить из этих рассуждений, большие частоты (килогерцы и более) удобнее измерять непосредственно, как именно частоты, а малые (в единицы герц и менее) – через измерение периода. В противном случае либо измерения оказываются слишком грубыми, либо они затягиваются на недопустимо большое время. Конкретные решения в каждом случае мы рассмотрим в Экспериментах далее, но начнем с конца – с общей для всех случаев задачи выполнения счета и индикации состояния счетчиков.

Эксперимент 33.

Индикация состояния счетчиков

Материалы и оборудование:

- источник питания 9 В (сетевой адаптер или лабораторный блок питания);
- двоично-десятичный счетчик CD4029, 3 шт.;
- дешифратор с запоминанием CD4511, 3 шт.;
- семисегментные LED-индикаторы с общим катодом любого цвета, с высотой цифры до 0,5–0,56 дюйма (BL-S56A или аналогичные), 3 шт.;
- 22 резистора (0,25 Вт) 1,3 кОм;
- электролитический конденсатор 470 мкФ;
- диоды импульсные 1N4148 (КД521, КД522), 2 шт.;
- генератор импульсов 1–10 Гц;
- мультиметр и цифровой осциллограф.

Схема трехразрядного десятичного счетчика с индикацией состояния показана на рис. 10.2. Она построена на трех счетчиках CD4029 (отечественный аналог К561ИЕ14). Счетчик имеет вывод переключения режима счета двоичный/десятичный B/\bar{D} (вывод 9), у нас он соединен с «землей», что означает десятичный режим. А вот специального вывода обнуления, как мы говорили, у него нет (просто выводов корпуса не хватило), потому обнуление производится через вывод предварительной загрузки SE (вывод 1). При этом, естественно, на входах загружаемого значения S_0 – S_3 должны быть все нули.

Подробности

Напомним, что надстрочная черта над символом вывода означает инверсию, то же самое, что кружочек при пересечении линии, обозначающей корпус, как, например, в обозначениях ОУ. В данном случае подразумевается инверсия относительно положительной логики – для вывода без инверсии активный уровень высокий (логическая единица), а для вывода с инверсией – низкий (логический ноль). Обозначение B/\bar{D} – (расшифровывается как Binary/Decimal) означает, что высокий уровень включает двоичный (Binary) режим, а низкий – десятичный (Decimal).

Дешифрация двоичного кода со счетчиков и отображение полученного числа осуществляет микросхема CD4511. Она имеет одну важную для данного случая особенность: у нее имеется вывод «защелкивания» (перезаписи) LE. Микросхема дешифрирует двоичный код, установленный на входах X_0 – X_3 (выводы 7, 1, 2, 6), в семисегментный код на выходах a–g только тогда, когда на выводе LE присутствует низкий (нулевой) уровень. При подаче высокого уровня на этот вывод код на выходах a–g

катора (старшего или среднего разряда) для постоянного засвечивания десятичной точки, если это необходимо. Схема легко масштабируется на большее число разрядов: следующие (старшие) разряды подключаются аналогично предыдущим через соединение вывода $\bar{P}_{\text{вых}}$ предыдущей микросхемы с выводом $\bar{P}_{\text{вх}}$ следующей, при этом входы счета С и обнуления SE подключаются параллельно.

Большой номинал конденсатора по питанию C_1 (470 мкФ) обусловлен наличием индикаторов, в сумме потребляющих довольно большой ток (до 150–200 мА) и могущих поэтому наводить помехи на счетчики. При возможности здесь лучше применить танталовую или полимерную разновидность, тогда номинал можно снизить до 33–100 мкФ.

Схема на рис. 10.2 годится для любой из задач, связанных с измерением промежутка времени или подсчетом числа импульсов за определенное время. Она имеет счетный вход «счет» (срабатывание счетчиков по положительному фронту из низкого в высокий) и два управляющих входа: на вход «обнуление» подается положительный импульс (из низкого уровня в кратковременный высокий), обнуляющий состояние счетчиков, и на вход «перезапись» – отрицательный импульс (из высокого уровня в кратковременный низкий) для обновления показаний индикаторов. Формирование «ворот» и измерительного интервала в целом осуществляется внешними схемами в зависимости от назначения устройства. Сейчас мы рассмотрим, как решается эта задача в разных случаях.

Задание

1. Соберите схему согласно рис. 10.2. Проверьте напряжения в ключевых точках схемы. Подключите вход «обнуление» к «земле», а вход «перезапись» – к питанию. Подайте на вход «счет» импульсы с любого генератора импульсов с частотой около 1 Гц. Проконтролируйте возрастание числа на индикаторах обязательно по всему диапазону от 0 до 999 (для ускорения можно переключить генератор на частоту 10 Гц). Проверьте зажигание десятичных точек, подключая резистор между выводом 5 индикаторов и «землей». Оставьте схему до выполнения Экспериментов 34 и 35.

Эксперимент 34. Измерение частоты

Материалы и оборудование:

- источник питания 9 В (сетевой адаптер или лабораторный блок питания);
- микросхемы: K561ЛН2 (CD4049 с учетом разводки выводов), K561ИЕ16 (CD4020); K561ТМ2 (CD4013), K561ЛА7 (CD4011), CD40106 (может быть заменена на 74C14);

почками R_3C_3 и R_4C_4 (см. Эксперимент 9). Цепочка R_5C_5 обеспечивает подачу сигнала обнуления счетчиков при включении питания. Разобраться в работе элементов схемы вам помогут диаграммы на рис. 10.4, из которых, в частности, понятно, как формируются сигналы «перезапись» и «обнуление» в нужной последовательности и полярности импульсов.

На схеме рис. 10.3 в указаниях для подключения питания к микросхемам учтены свободные выводы элементов, оставшихся лишними. Если вы о них забудете, то в данном случае это может привести к неработоспособности всей схемы из-за помех по питанию. При замене отечественных микросхем на импортные и наоборот учтите, что разводка питания DD1 показана для отечественного варианта КТ561ЛН2, у импортного аналога CD4049 она иная (см. приложение 2).

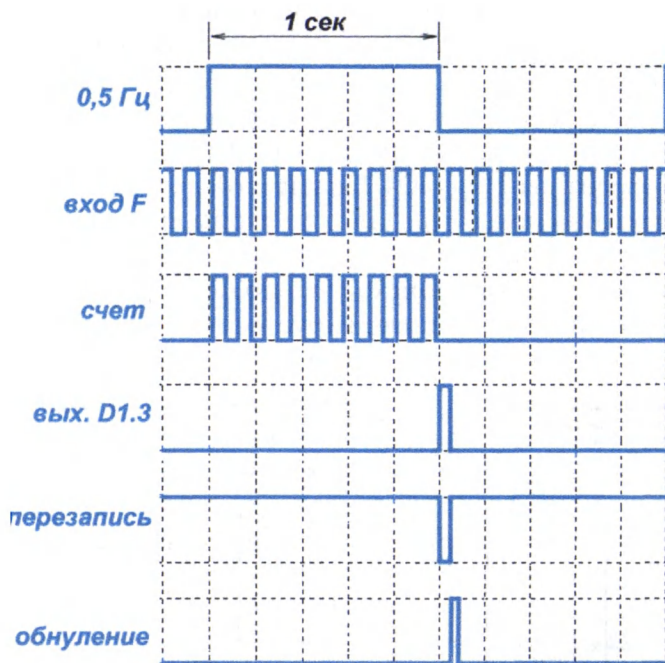


Рис. 10.4. Диаграммы работы схемы частотомера

Для измерения частоты сигналов произвольной формы или зашумленных, в том числе выходящих за пределы питания, на входе схемы («вход F») следует поставить формирователь импульсов. Один из простых вариантов его исполнения на триггере Шмитта приведен на рис. 10.5. Для измерений частот более 1 МГц (см. далее) микросхему CD40106 необходимо заменить на более быстродействующую (74НС14, например; отечественного аналога в КМОП-сериях она не имеет). Подобный формирователь необходим при измерении частоты синусоидальных сигналов, даже без существенной шумовой составляющей.

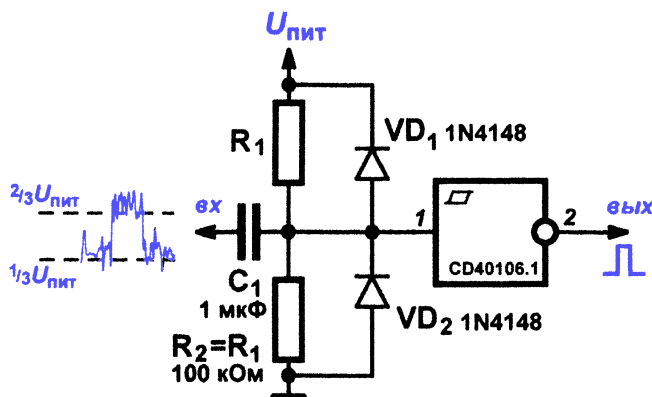


Рис. 10.5. Формирователь импульсов входной частоты

В таком виде частотомер способен измерять и демонстрировать частоту сигналов от 1 до 999 Гц с разрешением 1 Гц. Для частот выше 1 кГц необходимо просто наращивать число разрядов счетчика, при этом время измерения все равно останется равной 1 с, а ошибка сохранится на уровне $\pm 0,5$ Гц. Для измерения частот до 1 МГц (999 999 Гц) необходимо расширить схему по рис. 10.2 до 6 десятичных разрядов. Для еще большей частоты придется перейти на более скоростную элементную базу (74НС или 74АС с питанием 5 В), при этом дешифраторы CD4511 можно оставить (в скоростных сериях КМОП аналоги таких удобных дешифраторов отсутствуют). Для сокращения числа используемых микросхем на частотах выше мегагерца можно сократить длительность «ворот» и уменьшить число десятичных разрядов. Если ограничиться разрешением ± 100 Гц, то «ворота» можно сделать длительностью 10 мс, а число разрядов равным 7.

Как видите, разрешение метода зависит от длительности измерения. На низких частотах это составляет проблему: чтобы измерить частоту, например, с разрешением 0,1 Гц, необходим измерительный интервал в 10 с, с разрешением 0,01 Гц – 100 с и т. д. (Любопытно, что никакой микропроцессор вам в этом не поможет: информацию о долях герца при секундных измерительных «воротах» попросту неоткуда взять.) А если частота сама по себе составляет доли герца? Потому низкие частоты можно измерить только по длительности их периода.

Задания

1. Соберите схему согласно рис. 10.3. Проверьте наличие частоты на выходе кварцевого генератора (32768 Гц на выв. 4 DD1) и счетчиков-делителей (2 Гц на выв. 2 DD2, 1 Гц на выв. 2 DD3 и 0,5 Гц на выв. 13 DD3). Убедитесь с помощью осциллографа, что импульсы «ворот» (выв. 13 DD3), «перезапись» (выв. 8 DD1) и «обнуление» (выв. 3 DD4) формируются согласно диаграмме на рис. 10.4.

2. Подавая на «вход F» (выв. 5 DD4) импульсы с генератора, убедитесь с помощью осциллографа, что на выходе «счет» (выв. 10 DD1) формируются пакеты импульсов согласно рис. 10.4.
3. Подключите выходы схемы рис. 10.3 ко входам схемы счета и индикации по рис. 10.2. Убедитесь, что на индикаторах отображается верное значение частоты входных импульсов.
4. Подключите ко входу схемы «вход F» (выв. 5 DD4) формирователь импульсов по рис. 10.5. Подайте на вход сигнал с синусоидального генератора. Убедитесь с помощью осциллографа, что преобразование синусоидального сигнала в прямоугольные импульсы происходит корректно. Убедитесь, что на индикаторах отображается верное значение частоты входных импульсов. Меняя амплитуду на выходе генератора, определите, до какого минимального значения амплитуды частотомер продолжает работать.

Эксперимент 35.

Измерение периода и длительности импульсов

Как мы говорили, измерение периода и длительности импульсов в принципе отличается от измерения частоты только назначением входов в схеме индикации по рис. 10.2. Но практически придется вносить в схему измерения частоты существенные изменения, связанные как с формированием значения измерительных частот, так и с формированием управляющих сигналов.

Измерение периода

Материалы и оборудование:

- источник питания 9 В (сетевой адаптер или лабораторный блок питания);
- микросхемы: K561ЛН2 (CD4049 с учетом разводки выводов), K561ИЕ19 (CD4018, 2 шт.); K561ТМ2 (CD4013), K561ЛА7 (CD4011);
- «часовой» кварцевый резонатор 32768 Гц;
- резисторы (0,25 Вт) 10 кОм (3 шт.), 560 кОм; 10 МОм;
- конденсаторы керамические 22 пФ; 10 нФ, 1,2 нФ, 1,0 мкФ;
- мультиметр и цифровой осциллограф.

В схеме измерения периода (рис. 10.6) прежде всего нужно обратить внимание на генератор «кварцовой» частоты – здесь он выдает «круглую» частоту 100 кГц. Десятичный делитель этой частоты в 100 раз организован на так называемых счетчиках Джонсона (K561ИЕ19), специально предназначенных для работы в качестве делителей на произвольное число. На выходе получается частота 1 кГц, которая подается на

такой же элемент «И-НЕ» (DD4.2), как в предыдущем случае. Входная частота делится на два на триггере DD5.1, на его выходе получают «ворота» длительностью ровно в период входного сигнала, которые подаются на второй вход этого элемента. От этих же «ворот» формируются импульсы «перезапись» и «обнуление» точно таким же методом, как в предыдущем эксперименте. Поэтому диаграммы сигналов для этого случая мы отдельно рисовать не стали – все очень похоже на рис. 10.4.

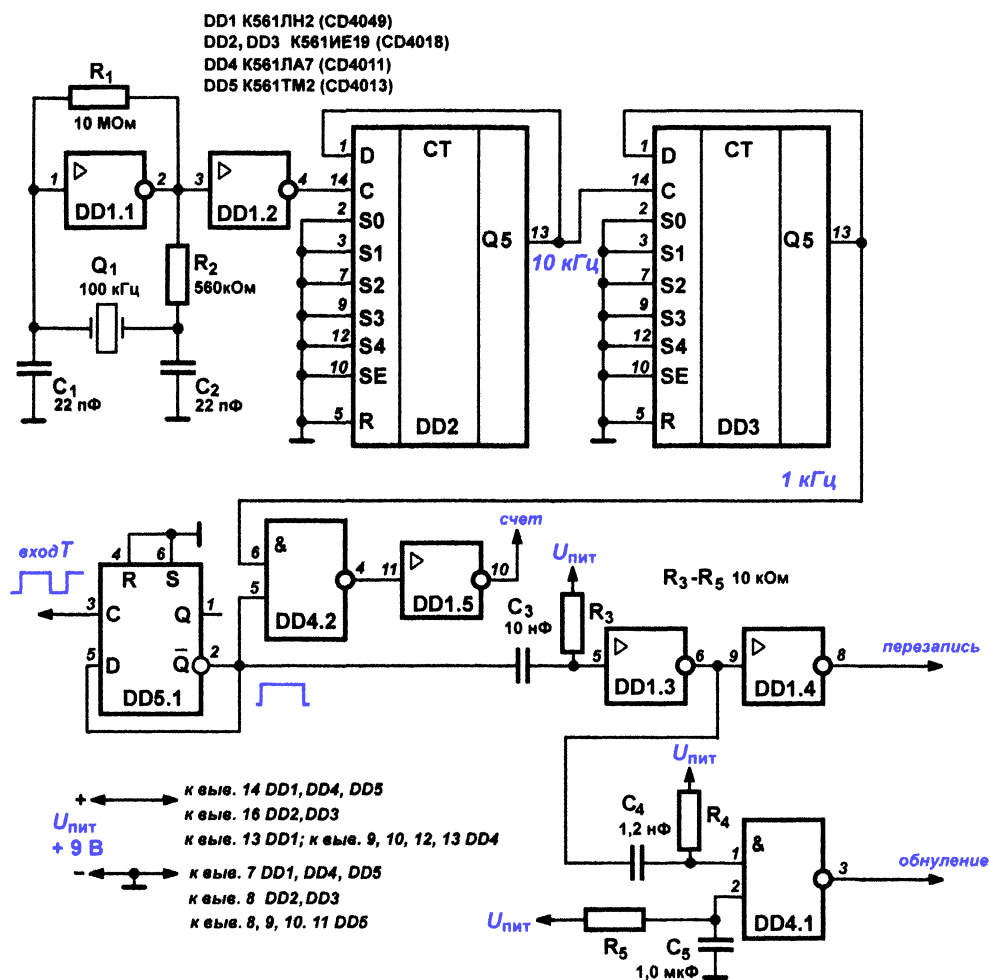


Рис. 10.6. Схема измерения периода

Приведенная схема измеряет период от 1 до 999 мс с разрешением 1 мс. Для увеличения разрешения или длительности периода прежде всего потребуется увеличить число десятичных разрядов счетчика. При увеличении разрешения до микросекунд схема рис. 10.6 упростится: в генератор устанавливается кварц на 1 МГц, а счетчики-делители DD2

и DD3 удаляются. Такая схема при 6 десятичных разрядах в принципе сможет измерять период от 1 до 999 999 мкс. На самом деле нижний порог будет выше из-за того, что существенное время занимают импульсы перезаписи и обнуления – при указанных на схеме номиналах пауза будет составлять около 60–70 мкс, и ниже этого порога схема не справится. Это не очень существенное ограничение, так как при таких значениях слишком велика ошибка измерения, а для меньших периодов схему, включая десятичные счетчики на рис. 10.2 все равно придется переделывать на более быстродействующие элементы. Подумайте, как усложнением схемы можно уменьшить длительность измеряемого периода, минуя ограничения, накладываемые необходимостью тратить время на перезапись и обнуление.

Задания

1. Соберите схему согласно рис. 10.6. Проверьте наличие частоты на выходе кварцевого генератора (100 кГц на выв. 4 DD1) и счетчиков-делителей (10 кГц на выв. 13 DD2, 1 кГц на выв. 13 DD3).
2. Подавая на «вход Т» (выв. 3 DD5) импульсы с генератора, убедитесь с помощью осциллографа, что импульсы «ворот» (выв. 2 DD5), «перезапись» (выв. 8 DD1) и «обнуление» (выв. 3 DD4) формируются согласно диаграмме на рис. 10.4. Убедитесь с помощью осциллографа, что на выходе «счет» (выв. 10 DD1) формируются пачки импульсов согласно рис. 10.4.
3. Подключите выходы схемы рис. 10.6 ко входам схемы счета и индикации по рис. 10.2. Убедитесь, что на индикаторах отображается верное значение периода входных импульсов в миллисекундах.

Измерение длительности импульса

Материалы и оборудование:

- источник питания 9 В (сетевой адаптер или лабораторный блок питания);
- микросхемы: K561ЛН2 (CD4049 с учетом разводки выводов), K561ЛЕ16 (CD4020); K561ЛА7 (CD4011);
- кварцевый резонатор 100 кГц;
- резисторы (0,25 Вт) 10 кОм (3 шт.), 560 кОм; 10 МОм;
- конденсаторы керамические 22 пФ; 10 нФ, 1,2 нФ, 1,0 мкФ;
- мультиметр и цифровой осциллограф.

Схема для измерения длительности импульса проще предыдущего случая, так как не требуется делить входную частоту – сам измеряемый импульс и служит «воротами». А мы ее еще больше упростим, приспособив к случаю АЦП однократного интегрирования, разобранный в Эксперименте 31. Там у нас отношение измеряемого напряжения к скорости нарастания определялось длительностью импульса на выходе. Скорость

Схема измерителя длительности, соответствующая этому случаю, показана на рис. 10.7. Частоту 256 Гц мы при «часовом» кварцевом генераторе получим с того же двоичного счетчика-делителя 561IE16, что и в случае измерения частоты, только с другого его выхода (выв. 6 DD2). Входной сигнал («вход Т») здесь подается на логический элемент «И-НЕ» (выв. 5 DD3), на второй вход которого (выв. 6 DD3) подается частота 256 Гц со счетчика DD2. Остальная часть схемы идентична предыдущим случаям.

Задания

1. Соберите схему согласно рис. 10.7. Проверьте наличие частоты на выходе кварцевого генератора (32768 Гц на выв. 4 DD1) и счетчика-делителя (256 Гц на выв. 6 DD2).
2. Проверьте работу схемы АЦП однократного интегрирования (Эксперимент 31) и подключите ее выход ко входу «вход Т» схемы измерения длительности. Проверьте с помощью осциллографа, что импульсы «перезапись» (выв. 8 DD1) и «обнуление» (выв. 3 DD3) формируются согласно диаграмме на рис. 10.4, а на выходе «счет» (выв. 10 DD1) формируются пачки импульсов.
3. Подключите выходы «счет» (выв. 10 DD1), «перезапись» (выв. 8 DD1) и «обнуление» (выв. 3 DD4) к схеме счета и индикации по рис. 10.2 (не забудьте засветить десятичную точку во втором разряде). Убедитесь, что показания на индикаторе примерно соответствуют величине напряжения на входе АЦП.
4. Подайте на вход АЦП точно известное напряжение. Подстройте скорость нарастания ГЛИН через регулировку генератора тока (резистор R_s на рис. 9.3) так, чтобы показания соответствовали величине входного напряжения. Проверьте показания при других значениях входного напряжения.
5. Перенесите все узлы цифрового вольтметра на платы с пайкой. Сконструируйте и изготовьте корпус для вольтметра, установите платы в корпус и проверьте его работу в сборе.

Эксперимент 36. Лабораторный генератор набора частот

Материалы и оборудование:

- источник питания 9 В (сетевой адаптер или лабораторный блок питания);
- микросхемы: K561LA7 (CD4011); K561TM2 (CD4013), K561IE16 (CD4020);
- «часовой» кварцевый резонатор 32768 Гц;
- резисторы (0,25 Вт) 560 кОм; 10 МОм;

- конденсатор керамический 22 пФ; 1,0 мкФ;
- конденсатор электролитический танталовый 33,0 мкФ;
- мультиметр с возможностью измерения частоты.

Лабораторный генератор набора частот с выходным сигналом прямоугольной формы, который мы сейчас попробуем соорудить, – простая, удобная и необходимая для многих целей вещь. В последнем вы могли уже убедиться при проведении многих экспериментов. В сравнении с покупным генератором наша конструкция окажется на пару порядков дешевле, без дополнительных настроек будет подогнана под любое напряжение питания в пределах от 3 до 15 В (так как питается от схемы, на которую подается сигнал) и при этом выдает набор точно заданных частот, охватывающих весь звуковой диапазон и даже существенно больше.

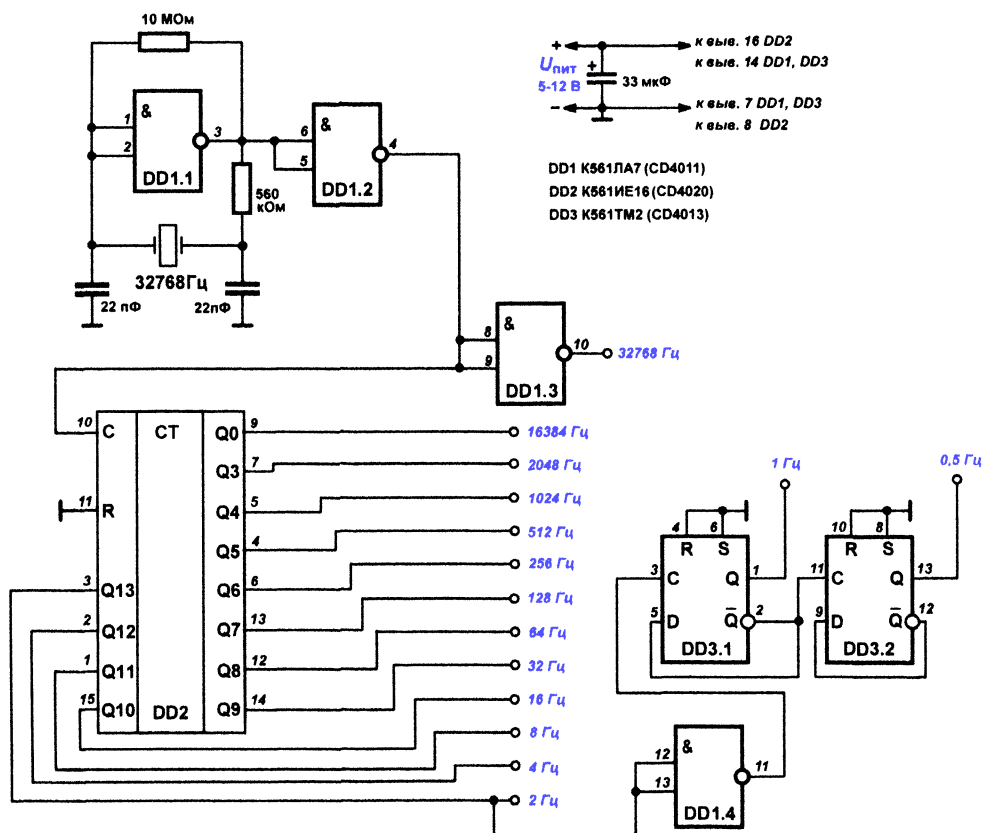


Рис. 10.8. Схема лабораторного генератора набора частот

Схема лабораторного генератора представлена на рис. 10.8. Она основана на двоичном счетчике-делителе 561ИЕ16 (CD4020), который содержит 14 ступеней деления входной частоты. Потому, подав на вход «часовую» частоту 32 768 Гц, получаем целый набор частот, отличающихся

ровно в два раза. Минимальная частота равна 2 Гц, но, как вы убедились в этой главе, очень часто требуются «ворота» длительностью 1 с, т. е. частота 0,5 Гц. Чтобы это обеспечить, частота 2 Гц со счетчика делится еще вчетверо на двух счетных триггерах из микросхемы 561ТМ2 (DD3), в результате дополнительно получают частоты 1 и 0,5 Гц. При этом выводов под все 14 частот в 16-выводном корпусе не хватило, и разработчики исключили два значения 8192 и 4096 Гц. Если хотите их добавить, то точно такую же конструкцию из инвертора и триггеров, как на выходе 2 Гц, следует подключить к выходу 16384 Гц (Q0, выв. 9).

Подробности

Закономерный вопрос: почему вход дополнительного делителя на элементах DD3.1 и DD3.2 подключен к выходу счетчика не напрямую, а через инвертор DD1.4? Дело в том, что любой суммирующий счетчик срабатывает от заднего (падающего) фронта импульса. Если вы разрисуете диаграмму состояний многоразрядного счетчика, то увидите, что возрастающая двоичная последовательность 00, 01, 10, 11 возникает именно тогда, когда разряды счетчика срабатывают от заднего фронта, так же устроен и счетчик 561ИЕ16. Но счетный триггер, построенный на элементе из микросхемы 561ТМ2 (на так называемом D-триггере), срабатывает от переднего (возрастающего) фронта на счетном входе С. Если бы инвертора DD1.4 не было, импульсы на выходах счетчика 561ИЕ16 и импульсы на выходах триггеров DD3.1 и DD3.2 были бы не *сфазированы*: положительный фронт на них возникал бы по началу, а не по окончанию импульса на выходе Q13. В некоторых задачах это очень существенный момент – например, если вы хотите собрать на логическом элементе несколько выводов для формирования импульса нестандартной длительности. Между собой в этих триггерах правильный порядок чередования фронтов обеспечивается подключением второго триггера (DD3.2) к инверсному выходу (\bar{Q}) первого.

На выходах счетчика 561ИЕ16 внутри микросхемы стоят буферные усиливающие элементы, потому можно не бояться сбить счет перегрузкой какого-нибудь вывода. А вот выходы дополнительного счетчика на 561ТМ2 никаких буферов не имеют. Это ни на чем не скажется, если нагрузкой счетчика служат такие же микросхемы 4000-й (561-й) серии, но для низкоомной нагрузки (менее 1 кОм) следует включать дополнительные усилители-буферы. Об этом можно вообще не думать, если заранее по каждому из выходов частот установить мощные буферные элементы, например, из микросхемы CD4050 (561ПУ4).

Некоторым недостатком 561ИЕ16 является то, что этот счетчик асинхронный. То есть у него переключение следующего выхода произойдет только тогда, когда закончится переключение предыдущего. Задержка на каждый разряд составляет 100 нс при питании 5 В, что на 14 ступеней деления даст примерно 1,5 мкс. Для частот в пределах 1 Гц – 30 кГц, как в этой схеме, эту задержку можно считать пренебрежимо малой, но если вы будете выстраивать схемы со сложением частот с этого гене-

ратора, то следует опасаться микросекундных «иголок», возникающих в момент, когда первый разряд уже переключился, а последний еще нет. В обычных задачах применения генератора частоты это особенность не имеет значения и не скажется на результатах.

Если не обращать внимания на это обстоятельство, то, сдублировав схему и подключив к ней кварц более высокой частоты, можно продлить линейку частот вверх или заставить схему выдавать иные значения частот. Счетчик 561ИЕ16 работоспособен до частоты 3 МГц, потому, подключив к счетчику кварцевый генератор с частотой 1024 кГц, без дополнительных триггеров можно получить «круглые» частоты, возрастающие по двоичному закону в диапазоне от 62,5 Гц до 1,024 МГц (62,5, 125, 250, 500, 1000, 2000, 4000 Гц и т. д.). Можно ограничить набор дополнительных частот, если воспользоваться аналогичным счетчиком CD4024, имеющим только семь ступеней деления (нормального отечественного аналога у него, к сожалению, нет). Встречаются в продаже кварцы и на частоту 256 кГц, так что можно выбирать, в принципе, любые границы в пределах работоспособности счетчиков.

Задания

1. Соберите схему по рис. 10.8. Проверьте ее работоспособность и убедитесь, что выдаваемые частоты на выходах счетчика и триггеров соответствуют указанным на схеме.
2. Перенесите схему на плату с пайкой. Установите по краю платы клеммники «под винт» и выведите на них выходы частот и питание (не забудьте подписать каждый клеммник). В корпус такой генератор можно не устанавливать.

Глава 11

Питание на любой вкус

В главе 17 книги Р. А. Свореня [1] описаны принципы построения простейших линейных источников питания со стабилизацией выходного напряжения. Как вы могли убедиться из результатов Эксперимента 6, стабилизация – очень существенный момент. Для электронных схем обычно важна даже не столько стабильность величины постоянного напряжения (если очень надо, это достигается отдельно), сколько отсутствие пульсаций и импульсных помех малой длительности. Рассмотрим, в какой степени удовлетворяют этим требованиям различные типы источников питания.

Особенности и области применения различных типов источников питания

Современные интегральные аналоговые стабилизаторы вполне удовлетворяют требованиям по стабильности и отсутствию помех. Отметим, что описанный в главе 17 книги [1] классический интегральный стабилизатор LM7805 уже практически не употребляется, и устанавливать в свои схемы его не следует. Мощная разновидность, собственно LM7805, отличается завышенными требованиями ко входному напряжению: не менее 2,5 В разницы между входом и выходом при сравнительно невысоком максимальном токе (2 А для 5-вольтовой версии). Только один этот фактор ограничивает КПД на уровне 65 %, а ведь еще есть падение на диодах и пульсации на выходе выпрямителя (см. Эксперимент 6). Маломощная версия LM78L05 также экономичностью не отличается – между входом и выходом должно быть не менее 2 В, а собственное потребление достигает 5 мА.

Для питания наших схем гораздо лучше подойдут более современные типы. В предыдущих экспериментах мы их не раз указывали: это маломощные стабилизаторы LP2950, допускающие минимальную разницу между входом и выходом в 0,6 В при максимальном токе в 100 мА и имеющие собственное потребление порядка 75 мкА. Мощные стабилизаторы LM1085 (в корпусах типа TO-220) допускают величину выходного тока до 5,5 А при разнице вход–выход в 1,5 В и собственном потреблении в 10 мА. Есть еще много аналогичных типов линейных стабилизаторов,

в том числе и отрицательного напряжения. Обратим также внимание, что существуют также регулируемые типы (LM317, LM1085-ADJ и т. д.), которые мы ни разу не использовали, чтобы не возиться с подстройкой, но они удобны при необходимости получить нестандартное или регулируемое напряжение на выходе. Далее мы их используем для получения мощных источников стабильного тока. Отметим, что для достижения максимальных характеристик на выходе хороших стабилизаторов следует устанавливать конденсаторы с минимальным ESR (см. главу 3).

Дополнительный плюс использования интегральных стабилизаторов вместо самодельных конструкций – все такие стабилизаторы имеют защиту от перегрева и короткого замыкания выхода (обычно ограничение тока на каком-то уровне), благодаря чему вы можете не бояться сжечь стабилизатор, даже неправильно рассчитав потребляемую мощность или размеры радиатора, если он необходим. Обычно имеется и защита от неправильной полярности питания, это даже не оговаривается в документации как очевидное свойство.

Подробности

Следует упомянуть одно свойство линейных стабилизаторов, о котором почти всегда забывают и авторы учебников, и составители фирменной документации. Что будет на выходе стабилизатора, если напряжение на входе меньше допустимого? Ясно, что стабилизация работать не будет, но ведь это не всегда и требуется. Типичный случай представляет собой устройство с батарейным питанием: в таком случае стабилизатор зачастую выступает просто как ограничитель напряжения. Например, четыре свежие щелочные батарейки АА выдают около 6,4 В, что превышает допустимое напряжение для некоторых микросхем, зато работать эти микросхемы вполне могут до полного истощения батареек, когда напряжение составит меньше, чем по одному вольту на элемент. Поэтому очень важно, что 5-вольтовый стабилизатор в этой ситуации, когда напряжение батареек снизится ниже минимально допустимого для режима стабилизации, будет просто повторять входное напряжение, а не отключится и не «просадит» напряжение еще ниже. Этим свойством обладают все линейные стабилизаторы – а вот импульсные, о которых речь пойдет далее, увы, нет.

Аналоговые стабилизаторы, даже качественные, подобно LP2950 (во времена издания книги Р. А. Свореня его бы, наверное, причислили к образцовым источникам напряжения), стоят не более обычного транзистора, и городить самостоятельно схемы линейных стабилизаторов нет никакого смысла. Мало того, сейчас вполне целесообразно в больших схемах, где сочетаются цифровые и аналоговые узлы, ставить на каждый такой узел самостоятельный стабилизатор (пример см. Эксперимент 28). Это решение гораздо лучше защищает отдельные части схемы от влияния друг на друга, чем обычные фильтры по питанию, и ненамного сложнее их по выполнению.

Но, как вы видите, линейные стабилизаторы имеют один крупный недостаток – малый КПД. Большая часть энергии источника при этом тратится впустую – как показывают результаты Эксперимента 6, уже при токах в 1 А и более следует иметь достаточно мощный трансформатор и ставить конденсаторы фильтра большой емкости. И все равно при условии надежной работы КПД не удастся поднять выше 50–60 %, и чем выше мощность стабилизатора, тем КПД меньше.

Выход предлагается в использовании импульсных источников питания. Для лучших таких стабилизаторов КПД доводится до 95 % и даже более. Но даже самые простые такие конструкции, как вы увидите, все-таки гораздо сложнее схем с линейными интегральными стабилизаторами, требующих всего трех деталей. Заметьте, что все импульсные стабилизаторы потребляют довольно большой ток холостого хода (не менее 10 мА в маломощных конструкциях), зато для них нет понятия проходного напряжения (т. е. минимальной разницы между входом и выходом). Импульсные стабилизаторы могут быть и понижающими, и повышающими, и совмещать обе этих функции. Несложно и создать конструкцию, для которой не имеет принципиального значения величина и параметры входного напряжения – в дополнении к главе 17 книги Р. А. Свореня уже приводился пример источника питания ноутбука с надписью «INPUT 100–240 V 50/60 Hz». Самый крупный недостаток импульсных источников – повышенный уровень высокочастотных пульсаций на выходе.

Поэтому существует довольно четкое разделение между линейными и импульсными преобразователями – где целесообразно использовать одну разновидность, а где другую. Во-первых, на малых мощностях, при потребляемых токах менее 0,2–0,5 А ставить импульсные источники питания особого смысла не имеет – стоимость и габариты растут, а выигрыш в КПД, если и имеется, то небольшой. Во-вторых, линейные интегральные стабилизаторы имеют безусловное преимущество при питании аналоговых узлов: прецизионных усилителей, интеграторов, АЦП и ЦАП и тому подобных. У линейных источников гораздо меньше уровень помех как собственных, так и наведенных извне.

Зато импульсные источники вне конкуренции при больших мощностях или даже не очень больших, но при сильно «гуляющих» входных напряжениях. Повышенного уровня помех не очень боятся цифровые схемы, зато они обычно чувствительны к абсолютной величине питания. Нетребовательная к питанию КМОП-серия 4000 и ее отечественные аналоги – исключение, удобное для любительских нужд. Более современные микросхемы работают от 3–5 В с постепенным снижением в меньшую сторону, и импульсные источники тут оказываются в самый раз.

Линейные интегральные стабилизаторы мы рассматривать отдельно не будем. Их схемы включения элементарны и приведены почти во всех

примерах в этой книге, и рассматривалась даже тема подбора конденсаторов фильтра для них (см. главы 2 и 3). В «Практикуме» к главе 17 книги Р. А. Свореня рассмотрена схема аналогового лабораторного источника с переключаемым напряжением на выходе. Сейчас, когда вы уже хорошо знакомы с принципами работы операционных усилителей (см. главу 5), вам будет значительно проще в ней разобраться. Схему можно упростить, если вместо конструкции ОУ с транзистором + образцовый источник напряжения использовать мощный интегральный регулируемый стабилизатор типа LM317 или аналогичный, но тогда она будет не столь наглядно иллюстрировать принципы построения таких стабилизаторов.

Импульсные источники питания в большинстве практических случаев самостоятельно разрабатывать не имеет смысла. Они всегда сложнее линейных по устройству, мощные конструкции используют трудоемкие намоточные изделия. В то же время рынок переполнен недорогими готовыми модулями импульсных преобразователей самого разного назначения. Импульсные преобразователи целесообразно делать самостоятельно лишь в случаях нестандартного их назначения: вроде мощного лабораторного источника с регулировкой отдельно тока и напряжения – готовые конструкции такого рода стоят довольно существенные деньги. Но и схема таких устройств достаточно сложная и громоздкая.

Поэтому мы подробнее разберем только два устройства: одну разновидность аналогового источника, которую мы до сих пор не рассматривали, и еще ознакомимся с принципами построения импульсных источников на примере относительно простой в обращении микросхемы МС34064. А в конце главы познакомимся еще с источниками стабильного тока, которые нужны и сами по себе, как узлы электронных устройств, а также приобретают все большую популярность в связи с распространением светодиодного освещения.

Эксперимент 37.

Двухполярный источник питания с искусственной средней точкой

Материалы и оборудование:

- источник питания 12–14 В (сетевой адаптер, лабораторный блок питания или аккумулятор);
- операционный усилитель $\mu A741$ (К140УД7, можно заменить на любой общего назначения с напряжением питания не менее ± 6 В);
- резисторы (0,25 Вт) 10 кОм (2 шт.), 30 кОм;
- пара транзисторов $n-p-n - p-n-p$ BC337/BC327 (можно заменить на любую маломощную комплементарную пару);

- маломощный 10-вольтовый стабилизатор напряжения KA78L10 (можно заменить на любой аналогичный или на регулируемый: например, LM317 с подстроечными резисторами);
- конденсаторы электролитические обычные (алюминиевые) 100 и 470 мкФ;
- конденсаторы электролитические танталовые или твердотельные 33–68 мкФ (2 шт.);
- мультиметр и осциллограф (по возможности).

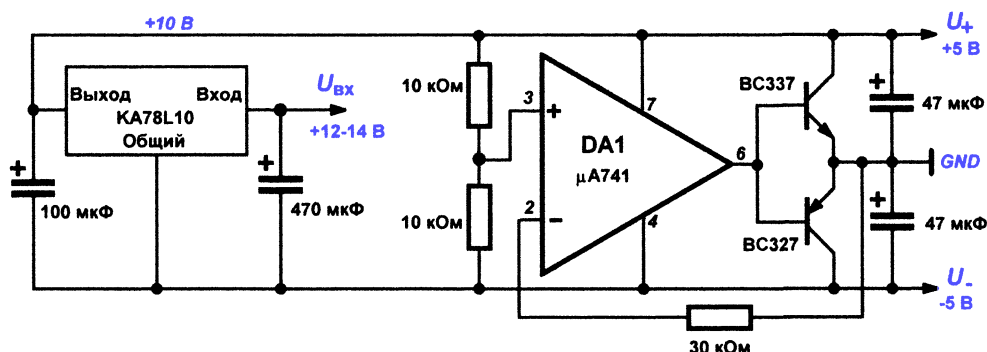


Рис. 11.1. Схема двухполярного источника питания с искусственной средней точкой (маломощный вариант)

В схеме двухполярного источника (рис. 11.1) вы, без сомнения, узнаете повторитель напряжения на ОУ (рис. 5.3б) с выходом, усиленным парой комплементарных транзисторов. Напряжение на соединенных эмиттерах транзисторов всегда будет в точности равно напряжению на положительном входе ОУ, который с помощью делителя по 10 кОм здесь установлен в середину питания. На выходе общее питание делится пополам, и если соединенные эмиттеры подключить к общему проводу какой-то схемы, то при входном напряжении 10 В получим двухполярное напряжение ± 5 В.

Стабилизатор подобной конструкции носит название *параллельного*. При равенстве выходных токов через нагрузки по плюсу и по минусу (или при их отсутствии) ток через транзисторы вообще не течет. Если через одну из нагрузок ток увеличивается, то приоткрывается транзистор противоположного плеча и разность токов компенсируется. Суммарные токи через транзисторы и нагрузки по каждому из плеч всегда оказываются строго равны между собой, а КПД такого источника зависит не от разности входного и выходного напряжений, а от разности токов нагрузки.

Питается схема делителя от стабилизированного однополярного источника. В данном случае нам нужно получить ± 5 В, потому однополярное напряжение должно быть равно 10 В. Для этого используется до-

вольно редкий 10-вольтовый стабилизатор 78-й серии, в данном случае KA78L10 производства Fairchild. Стабилизатор маломощный и может выдать максимум 100 мА. Реально при 10 В придется ограничить ток на уровне примерно 70 мА, иначе стабилизатор в корпусе ТО-92 перегреется и отключится. Вместо 78L10 (любой фирмы) можно применить регулируемый стабилизатор, например типа LM317 с соответствующими подстроечными резисторами. Обратите внимание, что здесь рекомендуется на выходе ставить танталовые или полимерные конденсаторы – мы собираемся питать аналоговые схемы, чувствительные к высокочастотным помехам.

Схема по рис. 11.1 в приведенном виде идеально подходит для питания АЦП на микросхемах К572ПВ2/ПВ5 (см. Эксперимент 32), а также многих других конструкций на ОУ (см. главу 5), требующих маломощного двухполярного источника. Ее легко переделать на другие напряжения, всего лишь заменив входной однополярный стабилизатор – μ A741 допускает напряжение питания до 36 В (но не забывайте следить за мощностью нагрузки!).

Наконец, приспособить эту схему для более мощных применений также не составляет труда – заменой 78L10 на просто 7810 (например, на корейскую KIA7810, обязательно на радиаторе!) и пары транзисторов BC337/327 на KT817/816 или лучше на KT819/819 (также с радиатором!) вы получите источник в 1 А по каждому из напряжений. Для большей мощности и тем более при синусоидальном напряжении (например, для питания УМЗЧ) параллельные источники обычно не употребляют – КПД оказывается слишком малым.

Задание

1. Соберите схему по рис. 11.1. Подключая к выходам +5 В и -5 В резисторы с разным сопротивлением (не менее 68 Ом), проверьте стабильность выходных напряжений при различных комбинациях токов нагрузки.

Эксперимент 38. Импульсный источник питания +5 В на MC34063

Материалы и оборудование:

- нестабилизированный регулируемый источник питания 10–25 В (сетевой трансформаторный);
- микросхема MC34063A в DIP-корпусе (можно заменить на MC33063A, отечественный аналог К1156ЕУ5);
- резисторы (0,25 Вт) 1,2 кОм, 3,6 кОм;

- резисторы (1 Вт) 0,33 Ом;
- конденсаторы керамические 470 пФ, 0,1 мкФ;
- конденсаторы электролитические обычные (алюминиевые) 100 и 470 мкФ;
- дроссель 220 мкГн с допустимым током не менее 0,5 А;
- мультиметр и осциллограф.

Производители электроники в последние годы завалили рынок микросхемами импульсных преобразователей – в каталоге магазина «Чип и дип» их находится более 1000 разновидностей, и, вероятно, это еще не полный список. Не стоит даже пытаться обозреть все это многообразие хотя бы кратко. Мы для знакомства с принципами устройства современных импульсных источников разберем только один из вариантов применения одной из самых старых и популярных таких микросхем.

Микросхема МС34063 (отечественный аналог К1156ЕУ5) разработана специально для создания простых и дешевых импульсных преобразователей с высоким КПД. Обратите внимание: для линейных стабилизаторов ток в 1 А уже почти запредельный, необходимо применять мощные стабилизаторы в корпусах вроде ТО-220, устанавливая их на радиаторы. А МС34063 при не таком уж маленьком токе 0,5 А в тоненьком корпусе SO-8 спокойно справляется с понижением напряжения с 40 до 5 В, причем с высоким КПД, минимуме внешних компонентов и отсутствии трансформаторов. В отличие от линейных стабилизаторов МС34063 может работать и на повышение, и на понижение исходного напряжения. Легко получить отрицательное напряжение из положительного, собрать двухполярный источник или совместить повышение с понижением, получив универсальный источник, – все эти варианты несложно найти в интернете и просто в документации на микросхему (причем для отечественной версии – по-русски). Именно по причине простоты таких решений вы можете встретить эту микросхему в самых дешевых и малогабаритных преобразователях китайского производства вроде встроенных в сетевую вилку зарядников для мобильной техники.

Однако простота и экономичность – возможно, единственное настоящее достоинство МС34063. Мы не будем подробно разбирать принципы ее работы – с ними можно ознакомиться в куче источников. Если кратко, то регулировка напряжения на выходе достигается изменением скважности выходных импульсов, т. е. соотношения времени открытого и закрытого состояния ключа (примерно так, как это происходит при ШИМ-регулировании, см. пояснения к Эксперименту 24 в главе 6). Изменение это организовано, правда, несколько запутанным образом, больше напоминающим двухпозиционное релейное регулирование, чем плавное пропорциональное, причем расчет схемы сложный и очень невнятно изложен в документации. Для облегчения этого процесса можно не разбираться досконально, а использовать онлайн-каль-

куляторы, имеющиеся в интернете. Мы попробуем соорудить одну из типовых схем и на практике обучиться методам ее доработки и подгонки под необходимые параметры.

Схема, представленная на рис. 11.2, преобразует входное напряжение в пределах 15–30 В в выходное 5 В с током примерно 0,5 А. Входное напряжение для этой схемы чаще всего берется с выхода обычного трансформатора с выпрямителем. Большой диапазон входных напряжений облегчает поиск готового трансформатора. Допустимое значение входного напряжения может и выходить за рамки указанного диапазона, но, возможно, с ухудшением параметров схемы, и некоторые компоненты при этом придется подбирать дополнительно.

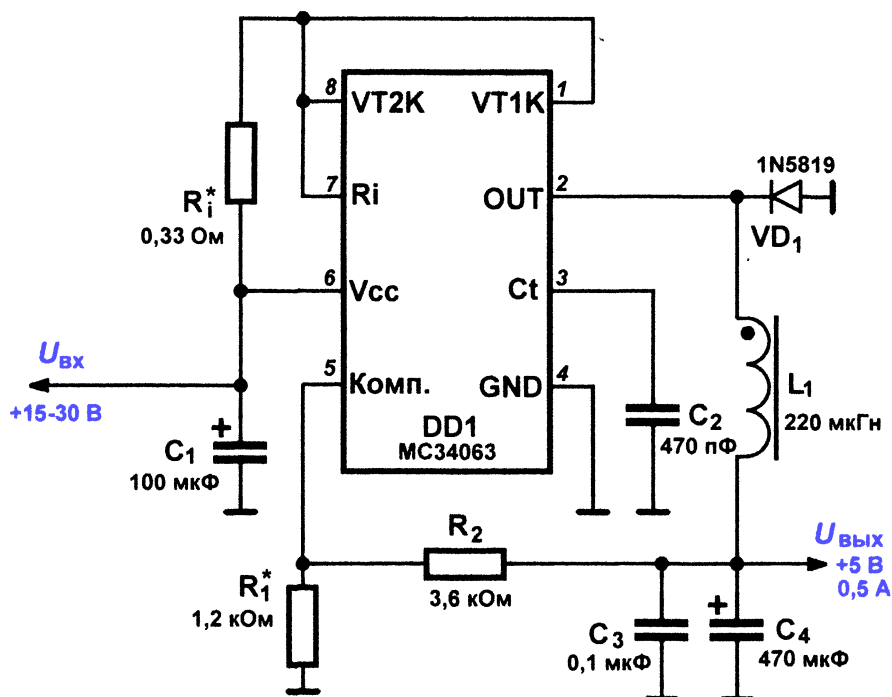


Рис. 11.2. Схема понижающего источника +5 В, 0,5 А на MC34063

По уверениям разработчиков, теоретический КПД преобразования при входном напряжении 25 В и при выходном токе 0,5 А составляет 80 % и более. Что, конечно, идеальный теоретический случай – во всем диапазоне на реальных деталях следует рассчитывать примерно на 60–70 %, т. е. от входного напряжения при максимальном токе на выходе потребуется средний ток около 0,3 А при 25 В. Заметим, что качество работы схемы сильно зависит от монтажа: длинные соединительные провода и тонкие дорожки на плате могут привести к возрастанию потребления и неустойчивой работе, вплоть до появления самопроизвольной генерации.

Схема работает на достаточно высокой частоте: при $C_2 = 470$ пФ она составляет не менее 25–30 кГц. Сдвинуть весь диапазон входных напряжений можно изменением рабочей частоты с помощью подбора конденсатора C_2 так, чтобы заданному соотношению напряжения в середине входного диапазона к напряжению на выходе соответствовала скважность выходных импульсов, равная 2 (т. е. равенство длительностей паузы и импульса на выходе OUT). Заданное выходное напряжение регулируется подбором резистора R_1 . Резистор R_1 , задающий величину ограничения тока на выходе, лучше выбирать мощностью не менее чем 1 Вт. При этом следует учесть, что его величина ограничивает не ток через нагрузку, а ток через ключевой транзистор внутри микросхемы, величина которого приблизительно вдвое больше выходного тока и ограничена максимальной величиной 1,5 А.

Дроссель L_1 в принципе может быть приобретен готовый, но обратите внимание, что максимально допустимый ток через него должен составлять не менее значения выходного тока (0,5 А в данном случае). Можно попробовать повысить частоту, снижая емкость C_2 , при этом необходимая индуктивность дросселя уменьшится, но, очень вероятно, возрастут потери. Если готовый дроссель с нужными параметрами окажется найти затруднительно, то придется его намотать самостоятельно на маленьком кольце из феррита (руководство можно найти в интернете). Вместо двух конденсаторов C_3 и C_4 можно поставить один танталовый емкостью 68 мкФ, этого будет достаточно.

Крупнейший недостаток подобных простых схем – большая амплитуда пульсаций на выходе. Для представленной схемы она окажется не менее 100–120 мВ (два с лишним процента!), причем никак не зависит от низкочастотных пульсаций выпрямленного напряжения на входе. Если аналоговые стабилизаторы допускают пульсации подобного уровня только при большом скачкообразном изменении тока нагрузки или входного напряжения (что в аналоговых схемах редкость), то схема на основе MC34063 выдает их самостоятельно и непрерывно. Пульсации можно несколько уменьшить дополнительным LC-фильтром (см. руководство по применению варианта MC34063 под названием MC33063A или отечественной версии K1156EY5), но все равно такие источники не рекомендуется использовать для питания аналоговых схем.

Задания

1. Соберите схему по рис. 11.2. Проверьте ее работу и подберите резистор R_1 для ограничения тока на уровне 0,55–0,6 А. Если необходимо, подберите резистор R_1 для уточнения выходного напряжения. Определите пределы входного напряжения, при которых выходное напряжение отвечает заданному при максимальной нагрузке.
2. Измерьте с помощью осциллографа амплитуду пульсаций на холостом ходу и под нагрузкой. Проверьте, насколько уменьшится ам-

плитуда пульсаций при подключении к выходу дополнительного LC-фильтра с параметрами $L = 10$ мкГн, $C = 100$ пФ (согласно рекомендации производителей).

Источники тока и их применение

Источниками тока часто именуют обычные источники питания. Нужно, однако, понимать, что обычно под источниками питания (в их числе и наши стабилизаторы, и батарейки с аккумуляторами, и бензогенераторы, и даже электротурбины на электростанциях) имеют в виду источники напряжения. Источник напряжения обладает малым выходным сопротивлением и старается всегда держать величину напряжения на заданном уровне независимо от нагрузки. Истинные источники тока поступают ровно наоборот – их выходное сопротивление стремится к бесконечности, а выдерживают независимой от нагрузки они величину именно тока, а не напряжения (см. также в книге Р. А. Свореня [1] главу 12; 5). В дальнейшем в этой главе мы будем употреблять «источник тока» в строгом смысле этого термина.

Подробности

Зачем нужны источники тока отдельно от источников напряжения? Один из распространенных примеров уже рассматривался в связи с интегрирующими АЦП (см. главу 9) – многие их конструкции (в их числе самые точные – дельта-сигма-преобразователи) содержат прецизионный источник тока. Другой пример тоже касается измерительной техники – это так называемый мостовой принцип измерения. Он был изобретен еще на заре науки об электричестве и позволял выполнять очень точные измерения электрических величин еще тогда, когда все измерительные приборы сводились к единственной разновидности под названием гальванометр. Одна из современных модификаций мостового принципа показана на рис. 11.3.

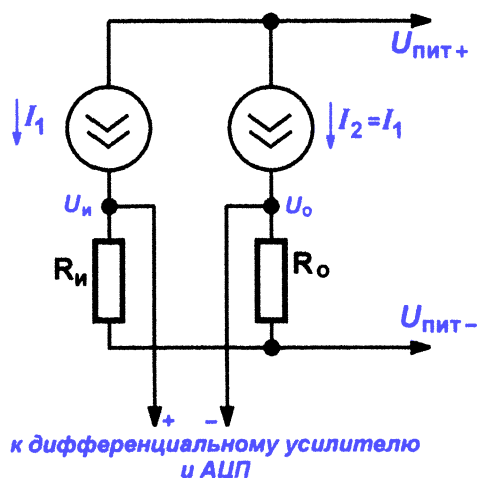


Рис. 11.3. Мостовой принцип измерения сопротивления

Метод предполагает наличие двух одинаковых источников тока, к каждому из которых подключены резисторы в качестве нагрузки. Один из резисторов R_o – образцовый, второй $R_{\text{и}}$ – измеряемый. Разность падений напряжений на резисторах измеряется дифференциальным усилителем (рис. 5.6б) и в дальнейшем может посылаться на АЦП для перевода показаний в цифровую форму. Некоторые АЦП (кстати, среди них и АЦП AVR-микроконтроллеров, лежащих в основе Arduino) могут иметь специальный дифференциальный вход, так что можно обойтись и без аналогового усиления.

В начале измерений подгонкой величины образцового резистора мост балансируется так, чтобы разность падений напряжений $U_{\text{и}}$ и U_o на резисторах была равна нулю. Так как величины токов I_1 и I_2 равны, то сопротивления резисторов тоже оказываются равными. В процессе измерений величина измеряемого резистора $R_{\text{и}}$ может меняться, разность напряжений оказывается строго пропорциональной этому изменению, и по ее величине судят о сопротивлении измеряемого резистора. Иногда делают так, что в процессе измерений меняется не один из резисторов, а оба сразу, но в противоположные стороны – это удваивает эффект. Использование источников тока вместо простых резисторов (как это было в исторически первой мостовой схеме под названием «мост Уинстона») позволяет получить линейную зависимость выходного напряжения от сопротивления $R_{\text{и}}$.

Секрет особой точности таких измерений в том, что в сбалансированном состоянии одновременное и одинаковое изменение сопротивлений резисторов никак не скажется на выходном сигнале. Именно так выполняются, например, измерения тензометрического эффекта, лежащего в основе электронных весов или современных датчиков давления. Сам тензометрический эффект (изменение сопротивления металлов или полупроводников при их механической деформации) очень мал, и при обычных условиях потерялся бы на фоне температурной зависимости сопротивления материала. Но когда оба резистора выполнены из одного и того же материала и находятся в одинаковых температурных условиях, то их совместное изменение никак не влияет на результат.

Далее мы рассмотрим способы, позволяющие построить точные источники тока. А в конце главы разберем другие примеры применения источников тока, ставшие особенно актуальными в последние годы в связи с распространением светодиодных источников освещения.

Эксперимент 39.

Прецизионные источники тока на ОУ

Материалы и оборудование:

- источник питания 5 В (сетевой адаптер или лабораторный блок питания);
- операционный усилитель ОРА137 (можно заменить на любой общего назначения с напряжением питания не менее 5 или $\pm 2,5$ В);
- биполярные транзисторы: n - p - n BC337, p - n - p BC327 (или аналогичные маломощные с $h_{21\beta}$ не менее 100);

- полевой транзистор с n -каналом BC-170 (или аналогичный мало-мощный);
- источник опорного напряжения 2,5 В AD680 (можно заменить на LM285 в корпусе TO-92 или REF192 в корпусе DIP-8);
- регулируемый стабилизатор отрицательного напряжения LM337;
- резисторы (0,25 Вт, допуск не хуже 1 %) 2,49 кОм, 240 Ом (2 шт.);
- резисторы нагрузочные (0,25 Вт) 510 Ом – 1,5 кОм;
- конденсатор керамический 1 мкФ;
- мультиметр.

В принципе, любой источник напряжения можно, как говорится, легким движением руки превратить в источник тока. Уже ограничение тока при перегрузке интегральных стабилизаторов питания или самодельного стабилизатора на ОУ (см. «Практикум» к главе 17 книги Р. А. Свореня [1]) само по себе осуществляет это превращение. Но хочется иметь контролируруемую конструкцию, в которой значение тока можно точно рассчитать и при необходимости подстроить «по месту».

В этом Эксперименте мы рассмотрим, как можно получить подобную схему на основе операционного усилителя, ОУ. Мы знаем, что сам по себе выход ОУ обычно не настолько мощный, чтобы от него можно было отбирать ток в сколько-нибудь существенных пределах, потому в таких конструкциях выход всегда умощняют транзистором, что заодно позволяет удобным способом задавать и контролировать значение тока.

Все рассмотренные далее три конструкции имеют на выходе одно и то же значение выходного тока, равное 1 мА, задаваемое одной и той же величиной опорного напряжения 2,5 В. Разница только в некоторых используемых элементах и способах их подключения. Наш любимый ОУ $\mu A741$ здесь не подойдет из-за недостаточного напряжения питания (схемы рассчитаны на совместную работу с 5-вольтовыми цифровыми микросхемами), потому выбран ОРА137. Но если ограничения по питанию нет, то при питании выше 7 В подойдет почти любой тип ОУ общего назначения.

Первые две схемы (рис. 11.4а и б) являются классическими и приводятся в любом пособии, посвященном этой теме. Это источники втекающего тока, где нагрузка подключена к напряжению питания. Разобраться в схемах несложно (см. раздел «Операционные усилители» в главе 5) – ОУ будет поддерживать на резисторе R_o напряжение неинвертирующего входа. Оно равно напряжению образцового источника U_o , для указанного типа DA1 оно равно 2,5 В с высокой точностью. Поэтому ток через коллектор транзистора будет равен $I_n = U_o/R_o$, в данном случае ровно 1 мА. При указанных параметрах схемы диапазон напряжений на выходе составит где-то 2,2 В ($U_{пит} - U_o$, минус падение между коллектором и эмиттером), т. е. сопротивление нагрузки R_n можно менять от нуля до примерно 2 кОм с гарантией.

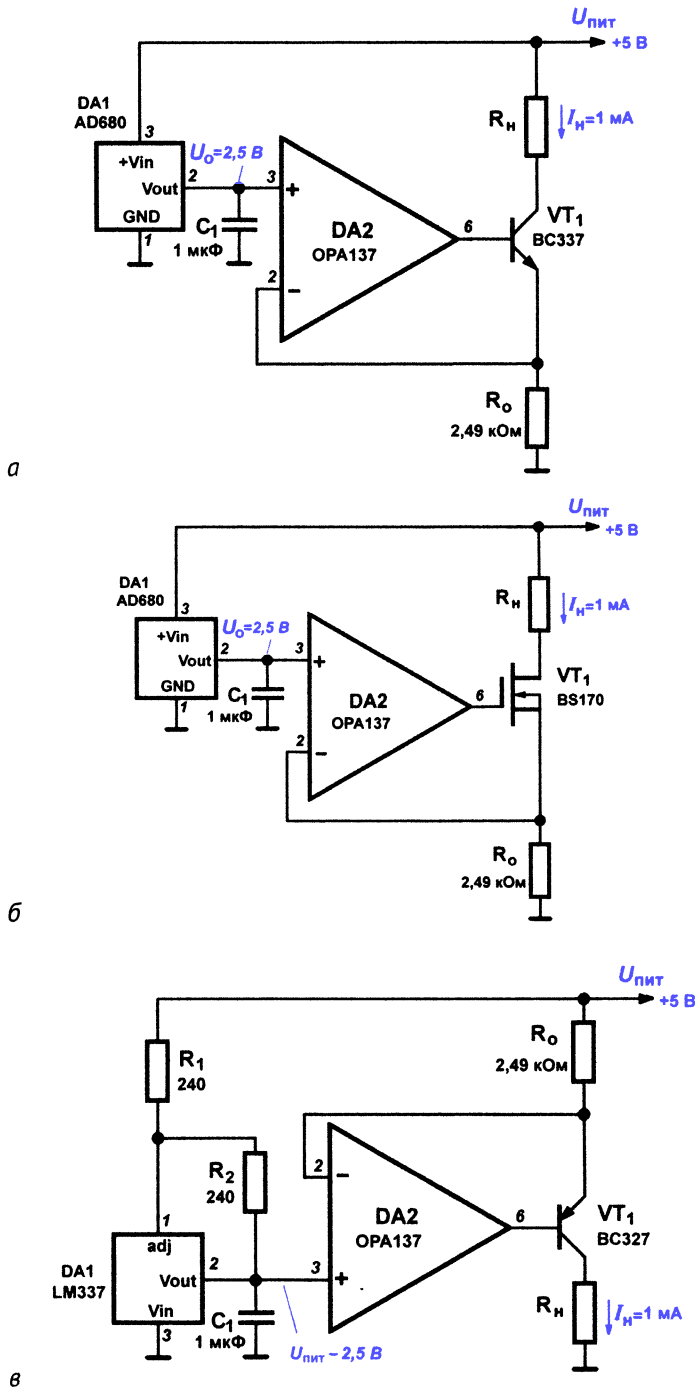


Рис. 11.4. Источники тока на ОУ: с биполярным п-р-п-транзистором (*а*); с полевым п-канальным транзистором (*б*); с источником отрицательного образцового напряжения и биполярным п-р-п-транзистором (*в*)

Считается, что второй вариант схемы (рис. 11.3б) с полевым транзистором работает лучше из-за меньшего влияния всяческих эффектов, снижающих у биполярных транзисторов коэффициент усиления по току и, что еще важнее, сильной зависимости этого коэффициента от температуры.

Подробности

Более точная формула для тока выглядит как $I_n = U_o \cdot \beta / [R_o(1 + \beta)]$, где β – коэффициент усиления транзистора (то же, что h_{213} , см. главу 4). Отсюда следует, что отклонение от идеального случая составит $\beta/(1 + \beta)$, и при β , равном 30 (характерная величина для маломощных транзисторов в 1970–80-е годы), составит около трех процентов. Причем величина этих процентов нестабильна и «гуляет» в зависимости от температуры и режима работы. Но для современных типов с коэффициентом β , составляющим несколько сотен, этот эффект уже составляет доли процента, что на уровне погрешностей ОУ и источника опорного напряжения. Для обычных измерительных схем с разрешением 6–8 двоичных разрядов этого вполне достаточно. Но, если хотите выжать из схемы все, что можно, – тщательно выбирайте опорный источник, прецизионный ОУ и ставьте хороший полевик с минимальным пороговым напряжением и максимальной крутизной преобразования.

Есть также много модификаций этих базовых схем на транзисторах разной полярности и по-разному подключенных к ОУ. В том числе имеются и варианты, преодолевающие очевидный недостаток представленных конструкций – то, что нагрузка здесь подключена к питанию, а не к «земле». Иногда это очень неудобно, потому в пособиях рекомендуют просто перевернуть ОУ и приставить к нему не n - p - n -, а p - n - p -транзистор (ну, или полевик с p -каналом³). Тогда резистор R_o окажется подключенным к питанию, а R_n – к «земле». Беда только в том, что ток на выходе теперь будет определяться не опорным напряжением, а разницей между ним и питанием: $I_n = (U_{пит} - U_o)/R_o$. Иными словами, устанавливать здесь опорный источник теперь нет никакого смысла – с таким же успехом можно поставить просто делитель напряжения на резисторах. И работа всей схемы будет зависеть исключительно от стабильности напряжения питания, на которое рассчитывать в таких схемах не стоит.

Поэтому в таких случаях лучше несколько усложнить схему и поставить в качестве опорного источник отрицательного напряжения так, чтобы оно лежало по-прежнему между положительным питанием и «землей». Этого можно добиться, если подключить положительный вывод такого источника к питанию, а отрицательный вывод к «земле». Тогда стабильное напряжение будет отсчитываться от питания, как нам и требуется.

³ Подробности см., например, в статье «Источники тока на операционных усилителях» по адресу https://vopayem.ru/inf_curr1.html.

Это решение представлено на рис. 11.3в. Найти источник отрицательно-го образцового напряжения непросто, потому здесь использован самый обычный регулируемый стабилизатор отрицательного напряжения типа LM337, настроенный на напряжение 2,5 В ниже напряжения питания. Существуют, конечно, и более точные опорные источники с отрицательным выходом, но читателю предлагается разобраться с ними самостоятельно.

Задания

1. Соберите схему по рис. 11.4а. Измерьте выходной ток при прямом подключении выхода к питанию. Подключая к выходу нагрузочные резисторы 510 Ом и 1,5 кОм, проверьте, изменяется ли значение тока при изменении нагрузки. Повторите то же самое, заменив в схеме биполярный транзистор на полевой (рис. 11.4б).
2. Подключите стабилизатор отрицательного напряжения LM337 к напряжению питания и к «земле», дополнив его делителем R_1 - R_2 , как показано на рис. 11.4в. Проверьте напряжение на выходе – оно должно отличаться от напряжения питания ровно на 2,5 В. После настройки источника соберите схему рис. 11.4в полностью и проверьте значение выходного тока, согласно п. 1.

Эксперимент 40. Источники тока для питания осветительных светодиодов

Как вы уже, наверное, зазубрили наизусть, светодиоды питаются током, а не напряжением. Между тем все источники питания являются именно источниками напряжения. Когда светодиодные источники света получили распространение, встал вопрос о наиболее экономичном способе преобразования напряжения в ток. Осветительный светодиод примерно в 7–8 раз эффективнее лампочки накаливания, но неудачный выбор источника питания для него запросто может свести это преимущество на нет. Самый простой способ преобразования, широко используемый для сигнальных светодиодов – установка балластного резистора (см. Эксперимент 3), – для осветительных светодиодов не годится, так как на этом резисторе будет рассеиваться большая часть подведенной мощности. По той же причине нецелесообразно использовать и простой транзистор с коллектором, замкнутым на базу через токозадающий резистор, как это нередко советуют – он, конечно, будет выдавать ток, но очень нестабильный и нагревающий транзистор мощностью большей, чем расходуется на светодиод.

Не годится и гашение напряжения на реактивном сопротивлении конденсатора (см. Эксперимент 10), хотя оно нередко используется в самых дешевых светодиодных лампочках. С таким питанием мерцание

светодиодных ламп достигает 100 % от максимальной яркости – в отличие от лампы накаливания, светодиод в паузах переменного напряжения сети успевает погаснуть полностью. Подобные осветительные приборы крайне вредны для глаз.

Следует еще учесть, что если оптимальный ток через сигнальные светодиоды менее 10 мА, то для светодиодов, предназначенных для освещения, он гораздо больше. Мелкие ультраяркие разновидности 3 и 5 мм в диаметре (вроде используемых в карманных фонариках) обычно требуют ток примерно 20–40 мА, а крупные светодиоды мощностью 1–3 Вт – уже 0,3–0,75 А.

Входное напряжение на схемы в дальнейших экспериментах, где требуется пониженное напряжение, подается с двухполупериодного выпрямителя с фильтром (рис. 2.3). Вместо трансформатора в экспериментах целесообразно применить ЛАТР (лабораторный автотрансформатор). При применении ЛАТРа необходимо помнить следующее:

Не забывайте, что схема связана с сетевым напряжением! Не лезьте во включенную схему пальцами и металлическими инструментами, не меняйте компоненты при включенном питании, не подключайте щупы измерительных приборов без отключения питания!

Источник тока на стабилизаторе LM317

Материалы и оборудование:

- источник питания 25 В с возможностью регулирования (ЛАТР с выпрямителем и фильтром);
- регулируемый стабилизатор напряжения LM317 (в корпусе TO-220);
- задающие резисторы 3,9 Ом (0,5 Вт) и 39 Ом (0,125 Вт);
- нагрузочные резисторы 51 Ом (5 Вт) и 510 Ом (0,5 Вт);
- 5 шт. мощных осветительных светодиодов на ток 0,3 А (1 Вт; например, TDS-P001L4Q27);
- мультиметр и осциллограф.

Самый простой стабилизатор тока получается из регулируемого стабилизатора LM317 и одного резистора, подключенного так, как показано на рис. 11.5. Так как опорное напряжение этой микросхемы равно ~1,2 В, то выходной ток будет определяться выражением $I_{\text{н}} = 1,2/R_1$, где R_1 измеряется в омах. Для токов менее 100 мА можно применить маломощный вариант стабилизатора LM317L в корпусе TO-92, для токов 100 мА и выше необходимо использовать мощный вариант в корпусе TO-220. Для удобства далее приводится табличка значений выходного тока в зависимости от значения сопротивления R_1 с указанием его минимально необходимой мощности.

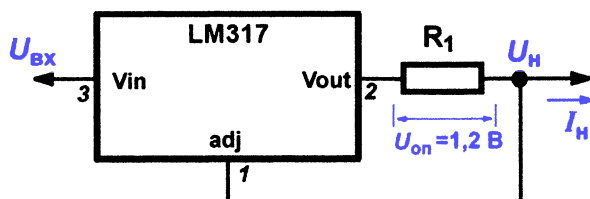


Рис. 11.5. Простой источник тока на LM317

Таблица 11.1. Выходной ток в зависимости от значения сопротивления

I_n	R_1
1,2 A	1 Ом (2 Вт)
1 A	1,2 Ом (2 Вт)
0,75 A	1,6 Ом (1 Вт)
0,6 A	2,0 Ом (1 Вт)
0,5 A	2,4 Ом (1 Вт)
0,3 A	3,9 Ом (0,5 Вт)
0,2 A	6,2 Ом (0,25 Вт)
100 мА	12 Ом (0,125 Вт)
50 мА	24 Ом (0,125 Вт)
30 мА	39 Ом (0,125 Вт)
20 мА	62 Ом (0,125 Вт)

Самое неприятное в такой простой схеме – перепад напряжений между входом $U_{вх}$ и выходом U_n ограничен минимальным значением около 4,5 В. В противном случае стабилизатор работать не будет. Из этой величины чуть более 3 В будет падать на самом стабилизаторе. То есть при заданном токе 0,75 А (типичная величина для мощных осветительных светодиодов) на микросхеме выделится чуть более 2 Вт мощности (значит, уже нужен радиатор, хоть пока и небольшой) плюс примерно 1 Вт на резисторе.

Но это идеальный случай – в реальности напряжение на входе всегда «гуляет». Для сетевого напряжения современный ГОСТ устанавливает номинальное напряжение 230 В с допустимыми отклонениями от 207 до 253 В, т. е. $\pm 10\%$. Ясно, что реальные отклонения могут быть и выше этой величины, особенно в минимальную сторону, т. е. надо закладываться на суммарную величину отклонений не менее чем 20–30 %. Иными словами, падение 4,5 В на схеме – это необходимый минимум, реально следует обеспечить не менее 6–7 В. Соответственно, возрастают

и потери, и величина необходимого радиатора. В принципе такую же конструкцию можно соорудить на любом интегральном стабилизаторе, не только на регулируемом, но при этом падение напряжения и, соответственно, потери возрастут.

Поэтому подобные схемы целесообразно строить при достаточно большом количестве последовательно включенных светодиодов. На каждом осветительном светодиоде при рабочем значении тока падает 3,0–3,2 В, значит десяток таких светодиодов требует 30–32 В, пять светодиодов – 16–17 В. Если прибавить падение на стабилизаторе с некоторым запасом, то получаем, что такой светильник нужно питать от постоянного напряжения не менее 38–40 В или, соответственно, 22–23 В.

Второй недостаток этой простой схемы в том, что пульсации на выходе полностью определяются входным напряжением – как видите, в схеме нет никаких фильтров. В идеале схему следует питать от какого-нибудь импульсного источника питания достаточной мощности, что, конечно, ее удорожает. Потому либо ее вообще питают от сетевого выпрямителя через гасящий конденсатор (что очень не рекомендуется, см. Эксперимент 10), либо через промежуточный трансформатор (что, конечно, гораздо лучше). В обоих случаях для сглаживания вредных для глаз пульсаций необходим фильтрующий электролитический конденсатор большой емкости (указанная выше величина питания 38 В для 10 светодиодов – это минимальная величина по нижнему уровню пульсаций, см. Эксперимент 6).

А нельзя ли построить схему питания светодиодов так, чтобы и без пульсаций обойтись, и не терять лишнее на всяких там радиаторах? В хороших светодиодных лампочках пульсации могут быть равны нулю (в отличие от традиционных ламп накаливания, где они составляют не менее 10 %), т. е. фабричные изделия как-то решают эту проблему.

Задания

1. Соберите схему по рис. 11.5 с задающим резистором 39 Ом. Подключите между выходом и «землей» нагрузочный резистор 510 Ом и подключите схему к питанию 25 В. Проверьте значение тока (30 мА), измерьте падение напряжения на нагрузке (около 15 В) и на схеме (около 10 В). Снижая входное напряжение, определите момент, когда стабилизатор перестанет работать (ток и напряжение на резисторе начнут снижаться). Определите падение напряжения на схеме, при котором она еще работает.
2. Прodelайте все то же самое, заменив задающий резистор на 3,9 Ом, а нагрузочный на 51 Ом. Возможно, потребуется установить микросхему на небольшой радиатор. При нормальном питании 25 В ток должен увеличиться до 300 мА, остальные параметры – остаться на том же уровне. Падение напряжения, при котором схема еще находится в рабочем режиме, должно возрасти.

3. Подключите последовательно 5 светодиодов вместо нагрузочного резистора в последнем варианте схемы. Проконтролируйте ток и измерьте падение напряжения на схеме. Уменьшая входное напряжение, отметьте минимальное напряжение питания, при котором схема стабильно работает. Пересчитайте это напряжение в проценты и определите допустимый нижний порог сетевого напряжения.
4. Определите с помощью осциллографа уровень пульсаций напряжения $U_{\text{н}}$ на нагрузке. Меняя конденсатор фильтра на входе схемы, добейтесь безопасного уровня пульсаций (менее 10 % – идеально, до 20 % – приемлемо).
5. При возможности испытайте схему на указанные параметры с малоомощными осветительными светодиодами при заданном токе 30 мА.

Драйвер светодиодов на PT4115

Материалы и оборудование:

- источник питания 20 В с возможностью регулирования (ЛАТР с выпрямителем и фильтром);
- микросхема PT4115 в корпусе SOT89-5;
- задающий резистор 0,33 Ом;
- конденсатор танталовый 68 мкФ на 35 В;
- дроссель 68–220 мкГн с допустимым током не менее 0,5 А;
- 5 шт. мощных осветительных светодиодов на ток 0,3 А (1 Вт; например, TDS-P001L4Q27);
- мультиметр и осциллограф.

Проблема экономичности и малой амплитуды пульсаций решается все тем же путем: переносом всей функциональности в область более высоких частот. Микросхема PT4115 – одна из самых популярных для построения драйверов светодиодов такого типа, на ее основе (или ее аналогов) изготавливают драйверы для существенной доли фабричных светодиодных ламп. Она не столь капризна в отладке, как импульсный стабилизатор напряжения на основе MC34063, и вполне работает по рекомендованной стандартной схеме. PT4115 разработана в Китае, но, вопреки обыкновению, ее документация представляет собой образец того, как надо писать подобные описания – рассмотрены даже самые мелкие подробности проектирования схем на ее основе. Судя по отзывам, некоторые проблемы создает только работа в режиме регулирования (диммирования), но мы рассмотрим базовую схему без подключения соответствующего вывода.

Заметим, что у PT4115 есть масса аналогов с небольшими отличиями, и большинство реальных схем драйверов светодиодов устроено анало-

гично рассмотренной далее схеме. Так что, ознакомившись со схемой на PT4115, вы как бы познакомитесь с устройством светодиодных источников вообще.

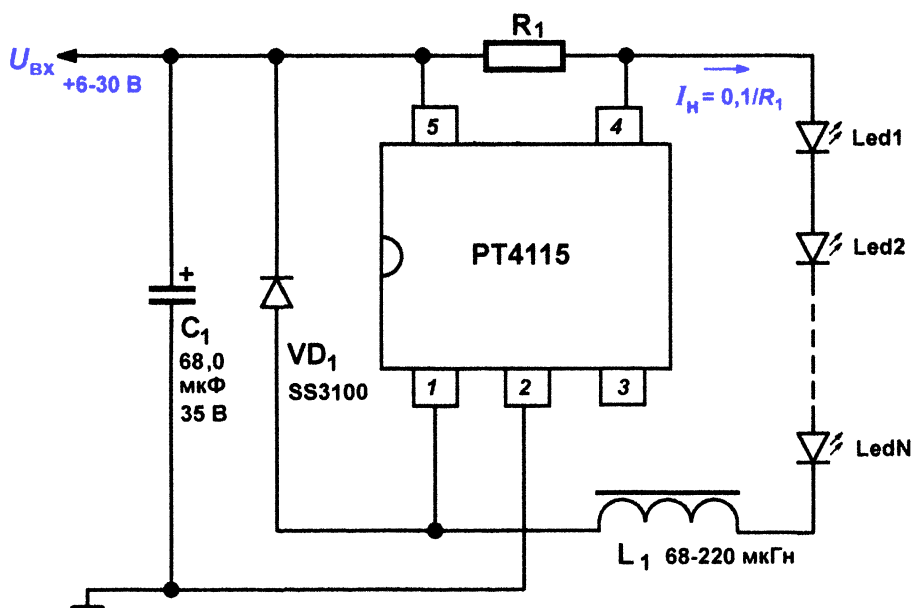


Рис. 11.6. Драйвер светодиодов на PT4115

Схема типового драйвера светодиодов на основе PT4115 показана на рис. 11.6. При макетировании схемы надо учесть, что PT4115 выпускается только в корпусах с планарными выводами (причем наиболее часто встречающийся под названием SOT89-5, изображенный на рис. 11.6, имеет нестандартный шаг 1,5 мм), потому для ее подключения к макетной плате придется подбирать или заказывать переходник.

В схеме в первую очередь вызывает вопрос конденсатор C_1 . Почему он здесь показан отдельно от выпрямителя и, вероятно, трансформатора, хотя они все равно должны быть снабжены фильтрующим конденсатором? Дело в том, что наличие C_1 оговаривает документация, причем подчеркивается, что он должен быть с минимальным ESR (см. главу 3) и установлен как можно ближе к выводам микросхемы. Иными словами, конденсатор C_1 танталовой или полимерной разновидности устанавливается независимо от наличия конденсатора фильтра источника (который может быть обычным алюминиевым) в дополнение к нему. Это требование можно понять, так как работает микросхема на достаточно высокой частоте порядка 100–200 кГц.

Остальные компоненты выбираются просто по документации. Формула для вычисления сопротивления резистора R_1 , задающего величину

ну тока через светодиоды, приведена на рисунке. Минимально допустимая величина R_1 равна 0,082 Ом, что соответствует току 1,2 А. Ток через светодиоды имеет пульсации треугольной формы с максимальным отклонением от среднего значения $\pm 15\%$. Это приемлемая величина для осветительных приборов, тем более что это происходит на высокой частоте, заведомо не влияющей на зрение. Тем не менее пульсации можно еще снизить, если зашунтировать цепочку светодиодов конденсатором.

Диод VD_1 совместно с конденсатором C_1 ограничивает выбросы, обусловленные наличием индуктивности L_1 . Диод рекомендуется типа Шоттки с достаточно большим допустимым импульсным током, хотя, вероятно, ничего не изменится при установке обычного импульсного диода. Индуктивность дросселя L_1 выбирается в зависимости от установленного тока по таблице, приведенной в документации, причем может меняться в довольно широком диапазоне. Единственное серьезное требование к дросселю – его допустимый ток должен быть не меньше тока через светодиоды, потому подобрать готовый может оказаться не просто (см. замечание по этому поводу в Эксперименте 38).

При питании 20 В к драйверу можно подключить до 5–6 светодиодов: разница между входным напряжением и напряжением на нагрузке может составлять всего 1,5–2 В, однако нужно соблюдать некоторый запас. Причем вплоть до значения тока 1–1,2 ампера никакого радиатора не требуется. Потому схемы на РТ4115 настолько экономичны – максимальная выделяющаяся на микросхеме мощность в правильном режиме работы находится в пределах 1,4 Вт в зависимости от тока. КПД схемы может снижаться при неправильном подборе компонентов (особенно дросселя), потому от рекомендуемых параметров отклоняться не следует.

Задание

1. Соберите схему согласно рис. 11.6. Установите питание 20 В. При использовании резистора R_1 с сопротивлением 0,33 Ом величина установленного тока должна быть 0,3 А, что соответствует типу светодиодов, указанных в перечне материалов. Промерьте токи и напряжения в схеме. Снижая напряжение питания, определите порог устойчивой работы драйвера и минимальное падение напряжения на нем.

Приложение 1

Принятые обозначения

Физические величины и их единицы измерения

I	– ток, ампер (А);
U	– напряжение, вольт (В, V);
R	– электрическое сопротивление, ом (Ом, Ohm);
E	– энергия, джоули (Дж, J);
N, P, W	– электрическая, механическая и тепловая мощность, ватты (Вт, W);
C	– электрическая емкость, фарада, микрофарада (Ф, F; мкФ, μF);
Q	– заряд, кулон (Кл, C);
t	– время, секунды (с, s);
T	– период, секунды (с, s);
t, θ	– температура, градусы Цельсия (°C);
T	– температура, градусы Кельвина (°K);
l, L	– длина, метры (м, m);
L	– индуктивность, генри (Гн, H);
S	– площадь (м ² , m ²);
ρ	– удельное сопротивление (Ом×м/мм ²).

Примечание. Все наименования единиц измерения, которые названы по фамилиям ученых, в сокращении пишутся с большой буквы: вольт – В (V), ом – Ом (Ohm), ватт – Вт (W), ампер – А, а все остальные – с маленькой: секунда – с (s), метр – м (m).

Приставки и множители для образования десятичных кратных и дольных единиц

Приставка			Множитель
Наименование	Обозначение		
	русское	международное	
экса	Э	E	10 ¹⁸
пета	П	P	10 ¹⁵
тера	Т	T	10 ¹²

Приставка			Множитель
Наименование	Обозначение		
	русское	международное	
гига	Г	G	10^9
мега	М	M	10^6
кило	к	k	10^3
гекто	г	h	10^2
дека	да	da	10
деци	д	d	10^{-1}
санτι	с	c	10^{-2}
милли	м	m	10^{-3}
микро	мк	μ	10^{-6}
нано	н	n	10^{-9}
пико	п	p	10^{-12}
фемто	ф	f	10^{-15}
атто	а	a	10^{-18}

Некоторые буквенные обозначения в электрических схемах, принятые в этой книге

Буквенное обозначение	Наименование
R	Резистор
C	Конденсатор
VD	Диод, стабилитрон
Led	Светодиод
VT	Транзистор
Q	Кварцевый резонатор
K	Контактное устройство (реле, тумблер, кнопка)
L	Индуктивность
H	Индикатор, лампа
GND	Общий провод («земля»)



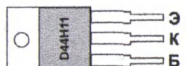
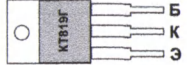
Приложение 2

Корпуса и разводка выводов некоторых компонентов

В таблицах приведена разводка выводов некоторых распространенных компонентов, удобных для любительского макетирования и монтажа. Транзисторы приводятся в корпусах с гибкими выводами (ТО-92, ТО-126, ТО-220), микросхемы – в DIP-корпусах с различным количеством выводов. Следует иметь в виду, что все больше разновидностей, особенно разработанных недавно, выпускается только в SMD-исполнении, с плоскими (планарными) выводами. Среди тех, для которых возможен выбор вариантов исполнения, именно DIP-вариант бывает трудно найти в продаже.

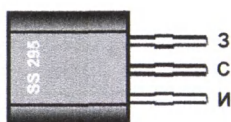
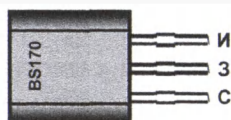
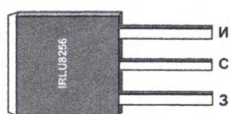
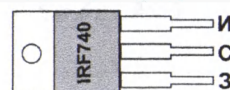
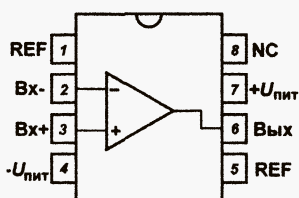
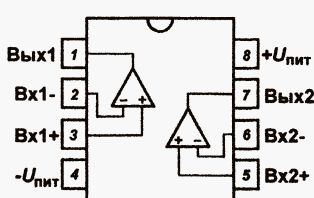
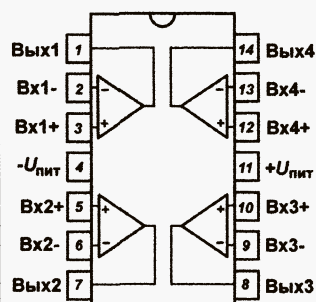
Приведенная в таблицах разводка выводов не является каким-то установленным стандартом, здесь речь идет скорее о традиции. Поэтому для любых компонентов, не указанных в таблицах в качестве примеров, варианты исполнения и разводку обязательно следует проверять по фирменной документации.

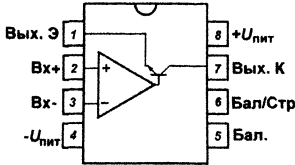
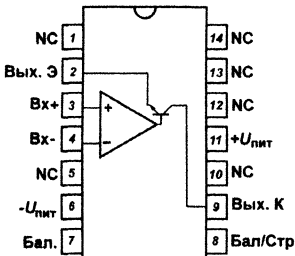
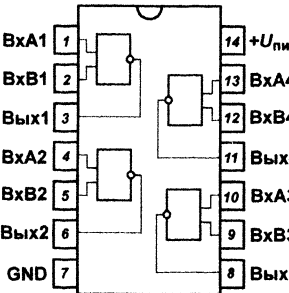
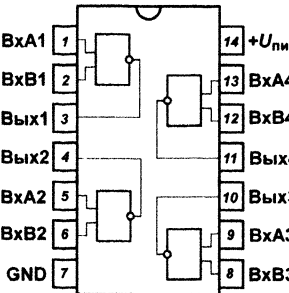
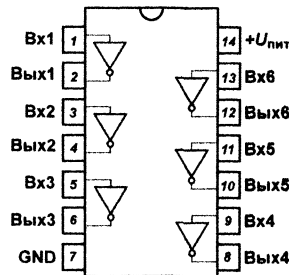
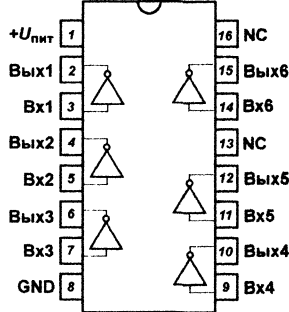
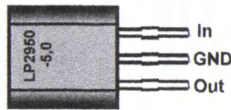
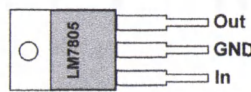
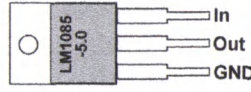
Транзисторы

Биполярные Сокращения: Б – база (англ. Base), Э – эмиттер (англ. Emitter), К – коллектор (англ. Collector)		
Маломощные (корпус ТО-92)  Примеры (<i>n-p-n/p-n-p</i>): BC337/BC327, BC547/BC557, KT3102/KT3107 и др.	Средней мощности (корпус ТО-126)  Примеры (<i>n-p-n/p-n-p</i>): BD139/BD140, BD237/238, KT817/KT816, KT815/KT814 и др.	Большой мощности (корпус ТО-220) 1 вариант (импортные и новые отечественные):  Примеры (<i>n-p-n/p-n-p</i>): D44H/D45H, KT8116/ KT8115 и др. 2 вариант (старые отечественные):  Примеры (<i>n-p-n/p-n-p</i>): KT819/KT818 и др.

Полевые MOSFET

Сокращения: С – сток (англ. Drain), И – исток (англ. Source), З – затвор (англ. Gate)

**Малой мощности
(корпус TO-92)**
1 вариантПримеры (*n*-канал):
КП505, SS295
2 вариантПримеры (*n*-канал):
BS170, BS107**Средней мощности
(корпус I-Pak)**Примеры (*n*-канал):
IRLU8256, IRLU8259,
IRLR8729 и др.**Большой мощности
(корпус TO-220)**Примеры (*n*-канал):
IRF740, IRF840 и др.**Микросхемы****Примечание:** обозначение NC (No Connection) означает, что вывод никуда не должен подключаться.**Операционные усилители****Одиночные (корпус DIP-8)***Примеры:
КР140УД708, μ A741, OP193,
OP196, OP97 и др.**Сдвоенные (корпус DIP-8)**Примеры:
OP293, OP296, MC1458 и др.**Счетверенные
(корпус DIP-14)**Примеры:
LM224, OP493 и др.

Компаратор	Микросхемы КМОП-логики	
<p>LM311 <u>1 вариант</u> (корпус DIP-8)</p>  <p>Примеры: LM311, K554CA301</p> <p><u>2 вариант</u> (корпус DIP-14)</p>  <p>Пример: K554CA3</p>	<p>И-НЕ, ИЛИ-НЕ (корпус DIP-14) <u>1 вариант</u></p>  <p>Примеры: 74НС00, 74НС02, 74АС00, 74АС02</p> <p><u>2 вариант</u></p>  <p>Примеры: CD4011, CD4001, K561ЛА7, K561ЛЕ5</p>	<p>Инверторы и буферы (корпус DIP-14, DIP-16) <u>1 вариант</u></p>  <p>Примеры: инверторы K561ЛН2, 74НС04, буфер-повторитель 74АС34, триггер Шмитта CD40106, 74С14, 74НС14</p> <p><u>2 вариант</u></p>  <p>Примеры: буферы 561ПУ4, CD4050, инвертор CD4049</p>
Стабилизаторы питания		
<p>Маломощные (корпус TO-92)</p>  <p>Примеры: LM78L05 – LM78L15; L78L3.3 – L78L15; LP2950-3.0 – LP2950CZ-5.0</p>	<p>Мощные (корпус TO-220) <u>1 вариант</u></p>  <p>Примеры: LM7805 – LM7815</p> <p><u>2 вариант</u></p>  <p>Примеры: LM1085-3.3, LM1085-5.0, LM1085-12</p>	

* Выводы, обозначенные буквами REF, предназначены для коррекции нуля, обычно их оставляют свободными.

Литература

1. *Сворень Р. А.* Электроника шаг за шагом / под ред. Ю. В. Ревича. М.: ДМК Пресс, 2020. 504 с.: ил.
2. Изготовление печатных плат ЛУТ'ом от А до Я. URL: <https://habr.com/ru/post/451314/>.
3. Опытное производство электроники за минимальный прайс. URL: <https://habr.com/ru/post/439606/>.
4. *Ревич Ю.* Занимательная электроника. 6-е изд. СПб.: БХВ-Петербург, 2021.
5. *Хоровиц П., Хилл У.* Искусство схемотехники. Т. 1 / пер. с англ. М.: Мир, 1983, 2001, 2003 (доступно в интернете в формате PDF и Djvu).
6. *Титце У., Шенк К.* Полупроводниковая схемотехника: справ. руководство. М.: Мир, 1982 (доступно в интернете в формате PDF и Djvu).

Оглавление

<i>От автора</i>	3
<i>Инструменты, материалы, технологии и оборудование</i>	7
Глава 1. Закон Ома и электрическое сопротивление	23
Основные понятия и расчетные формулы для электрических цепей	23
Подбор резисторов	26
Эксперимент 1. Исследование закона Ома в цепи с переменным резистором	27
Эксперимент 2. Измерение тока с помощью вольтметра	29
Эксперимент 3. Подключение светодиода и расчет гасящего резистора	33
Эксперимент 4. Последовательное и параллельное соединение резисторов	37
Эксперимент 5. Удельное электрическое сопротивление различных материалов.....	40
Глава 2. Переменный ток	44
Основные понятия и расчетные формулы для переменного тока	45
Эксперимент 6. Исследование значений напряжения на выходе выпрямителя	49
Глава 3. Свойства конденсатора	54
Понятие электрической емкости и разновидности конденсаторов ...	54
Основные расчетные формулы для цепей постоянного тока с конденсатором.....	58
Эксперимент 7. Заряд и разряд конденсатора через резистор	61
Эксперимент 8. Заряд и разряд конденсатора от источника постоянного тока	63
Эксперимент 9. Интегрирующая и дифференцирующая RC-цепи... Интегрирующая и дифференцирующая цепи.....	65 66
Эксперимент 10. Прохождение переменного тока через конденсаторы	72
Глава 4. Подробнее о транзисторах	75
Основные параметры транзисторов.....	75
Эксперимент 11. Ключевой режим биполярных транзисторов	78

Эксперимент 12. Ключевой режим полевых транзисторов	81
Эксперимент 13. Эмиттерный повторитель (схема с общим коллектором)	84
Глава 5.. Усилители	87
Эксперимент 14. Дифференциальный усилительный каскад	87
Звуковые усилители мощности (УМЗЧ)	90
Эксперимент 15. Звуковой транзисторный усилитель	91
Операционные усилители	96
Эксперимент 16. Неинвертирующий усилитель на ОУ	101
Эксперимент 17. Инвертирующий усилитель на ОУ и аналоговые операции	105
Эксперимент 18. Компараторы и простые устройства автоматического регулирования	112
Глава 6. Генераторы колебаний	117
Разновидности генераторов	117
Эксперимент 19. Электромеханический генератор	118
Эксперимент 20. Релаксационный генератор на операционном усилителе	120
Общие принципы работы релаксационных генераторов	123
Эксперимент 21. Генераторы на логических микросхемах	124
Эксперимент 22. Генератор и одновибратор на таймере 555	130
Гармонические генераторы	135
Эксперимент 23. Генератор синусоидальных колебаний на основе моста Вина	137
Эксперимент 24. Генератор синусоиды на микроконтроллере	142
Эксперимент 25. Кварцевые генераторы	151
Глава 7. Способы дистанционной передачи информации	155
Эксперимент 26. Датчик охраны периметра с лазерным лучом	155
Эксперимент 27. Передача кодированных сигналов по ИК-каналу	162
О способах передачи данных по радиоканалу	166
Эксперимент 28. Простой способ передачи данных по радио	169
Тестовые программы передачи и приема	173
Глава 8. Электроника и музыка	176
Эксперимент 29. Одноголосый 7-октавный ЭМИ на Arduino	177
Принцип генерации нот	178
Схема и программа для 7-октавного ЭМИ	184
Глава 9. Аналого-цифровое преобразование	189
Принципы аналогово-цифрового преобразования и проведения измерений	190

Эксперимент 30. АЦП параллельного действия.....	193
Эксперимент 31. Модель АЦП последовательного приближения ..	196
Эксперимент 32. Интегрирующие АЦП.....	201
АЦП однократного интегрирования	202
АЦП двойного интегрирования.....	205
Глава 10. Счетчики и индикация	214
Принципы измерения временных характеристик с помощью счетчиков	214
Эксперимент 33. Индикация состояния счетчиков.....	216
Эксперимент 34. Измерение частоты	218
Эксперимент 35. Измерение периода и длительности импульсов.....	222
Измерение периода	222
Измерение длительности импульса	224
Эксперимент 36. Лабораторный генератор набора частот	226
Глава 11. Питание на любой вкус.....	230
Особенности и области применения различных типов источников питания.....	230
Эксперимент 37. Двухполярный источник питания с искусственной средней точкой	233
Эксперимент 38. Импульсный источник питания +5 В на МС34063.....	235
Источники тока и их применение	239
Эксперимент 39. Прецизионные источники тока на ОУ	240
Эксперимент 40. Источники тока для питания осветительных светодиодов	244
Источник тока на стабилизаторе LM317.....	245
Драйвер светодиодов на PT4115	248
Приложение 1. Принятые обозначения	251
Физические величины и их единицы измерения	251
Приставки и множители для образования десятичных кратных и дольных единиц.....	251
Некоторые буквенные обозначения в электрических схемах, принятые в этой книге	252
Приложение 2. Корпуса и разводка выводов некоторых компонентов	253
Транзисторы.....	253
Микросхемы.....	254
Литература	256

Книги издательства «ДМК ПРЕСС»
можно купить оптом и в розницу
в книготорговой компании «Галактика»
(представляет интересы издательств
«ДМК ПРЕСС», «СОЛОН ПРЕСС», «КТК Галактика»).

Адрес: г. Москва, пр. Андропова, 38;
Тел.: +7(499) 782-38-89, электронная почта: books@aliens-kniga.ru.

При оформлении заказа следует указать адрес (полностью),
по которому должны быть высланы книги;
фамилию, имя и отчество получателя.

Желательно также указать свой телефон и электронный адрес.

Эти книги вы можете заказать и в интернет-магазине: www.a-planeta.ru.

Ревич Юрий Всеволодович

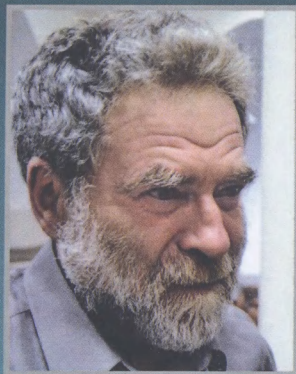
Электроника шаг за шагом

Главный редактор *Мовчан Д. А.*
Зам. главного редактора *Сенченкова Е. А.*
dmkpress@gmail.com

Корректор *Абросимова Л. А.*
Верстка *Луценко С. В.*
Обложка *Мовчан А. Г.*

Формат 70×100¹/₁₆.
Усл. печ. л. 21,13. Тираж 200 экз.

Веб-сайт издательства: www.dmkpress.com



Ревич Юрий Всеволодович – инженер-электронщик с многолетним стажем. Начиная с 2000-х – IT-обозреватель и журналист научно-популярной тематики. Круг интересов – проектирование микроэлектронных устройств от принципиальной схемы до пользовательского интерфейса, технологические инновации, история компьютеров. Имеет несколько сотен публикаций в журналах, газетах и сетевых изданиях. Автор десятка книг, среди которых «Занимательная электроника», «Азбука электроники», «Практическое программирование микроконтроллеров AVR» и др.

Данная книга представляет собой сборник практических примеров, дополняющих теоретические сведения о началах электроники, изложенных в бестселлере Рудольфа Свореня «Электроника шаг за шагом» (практическая часть оригинала к настоящему времени, увы, устарела). Примеры в этом издании ориентированы в основном на элементную базу поколения дискретных компонентов и КМОП-микросхем малой и средней степени интеграции. Затрагиваются также более современные приемы любительской электроники, основанные на микроконтроллерах и Arduino.

Разделы «Практикума» в основном следуют тематике глав в современном переиздании «Электроники шаг за шагом». Каждый раздел содержит краткие сведения теоретических основ обсуждаемой области. В необходимых случаях приводятся справочные данные некоторых компонентов и их аналогов для возможной замены. Приводится краткое описание необходимых инструментов, оборудования и радиолюбительских технологий.

Для широкого круга любителей электроники.

Интернет-магазин:
www.dmkpress.com

Оптовая продажа:
КТК «Галактика»
books@alians-kniga.ru

ДМК
пресс
издательство
www.dmk.rф

ISBN 978-5-97060-919-4



9 785970 609194 >