

Марк Е. Хернитер

10 увлекательных проектов аналоговой электроники



Москва, 2008

Cool Circuits

Marc E. Herniter

Associate Professor

ECE Department

Rose-Hulman Institute of Technology



Upper Saddle River, New Jersey Columbus, Ohio

10 увлекательных проектов аналоговой электроники

Марк Е. Хернитер

Адъюнкт-профессор

Технологический институт Rose-Hulman



Москва, 2008

УДК 621.375.132

ББК 32.846.6

X39

Хернитер Марк Е.

X39 10 увлекательных проектов аналоговой электроники / Марк Е. Хернитер ; Пер. с англ. — М. : ДМК Пресс, 2008. — 176 с., ил.

ISBN 5-94074-349-8

В этой книге рассматриваются несколько случаев и примеров разработки проектов, отобранных с одной, ярко выраженной целью, — продемонстрировать читателям несколько полезных стильных «штучек», которые могут быть созданы с использованием аналоговой техники. Подобные примеры поощряют далее изучать аналоговую электронику, а также демонстрируют, в каких областях техники аналоговая электроника все еще сохраняет свой немалый потенциал. В качестве примеров схемотехнических решений были выбраны: схема управления вентилятором, предназначенным для задувания пламени свечи, с использованием полупроводникового диода в качестве температурного датчика, датчик присутствия кровососущих летающих насекомых, использующий ИК-диод и фототранзистор, электрошок, развивающий напряжение на выходных электродах порядка 1 000 В при питании схемы от батареек с напряжением 18 В, схема умножителя напряжения, а также схема управления частотой вращения электродвигателя постоянного тока.

Издание может быть полезно радиолюбителям начинающего и среднего уровня подготовки, а также студентам младших курсов, изучающих аналоговую электронику.

УДК 621.375.132

ББК 32.846.6

Authorized translation from the English language edition, entitled **Cool Circuits**, by MARC E. HERNITER, published by Pearson Education, Inc., Copyright © 2006.

All rights reserved. No part of this book may be reproduced or transmitted in any form or by any means, electronic or mechanical, including photocopying, recording or by any information storage retrieval system, without permission from Pearson Education, Inc. RUSSIAN language edition published by DMK PUBLISHERS, Copyright © 2008.

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 0-13-119343-0 (англ.)

Copyright © 2006 by Pearson Education, Inc.

ISBN 5-94074-349-8 (рус.)

© Перевод на русский язык, оформление, ДМК Пресс, 2008

Содержание

Предисловие	7
Проект 1. Вентилятор помогает задуть "волшебные" свечи, зажигаемые в честь именинника	9
1.1. Датчик температуры	9
1.2. Источник постоянного тока	13
1.3. Температурно-чувствительная схема сравнения	17
1.4. Транзисторная схема управления большими токами	20
Проект 2. Патрубок пылесоса, оснащенный ИК-датчиком для всасывания кровососущих насекомых	25
2.1. Источники ИК-излучения и их приемники	26
2.2. Датчик, реагирующий на присутствие крылатых насекомых	29
2.3. Схема сравнения (компаратор)	30
2.4. Схема управления работой пылесоса	34
2.5. Источник питания	39
2.6. Окончательный вариант всей схемы	39
Проект 3. Электроукалыватель Клингона	41
Проект 4. Оглушающее электрошоковое устройство (преобразователь, повышающий напряжение с 18 до 1 000 В)	47
4.1. Полная схема	53
Проект 5. Регулировка скорости вращения двигателя постоянного тока	56
5.1. Метод широтно-импульсной модуляции	58
5.2. Переключающие приборы	61
5.3. Схема широтно-импульсного модулятора	65
5.4. Генератор пилообразного напряжения	70
Проект 6. Электронная "электроплитка" для поджаривания сосисок	75
6.1. Автотрансформатор с плавной регулировкой	77
6.2. Регулятор мощности с широтно-импульсной модуляцией	79
6.3. Полная схема устройства для жаривания сосисок	86
6.4. Конструкция электродов	89
6.5. Форма напряжения и зажаренные сосиски	90

Проект 7. Усилитель низкой частоты с магической обратной связью	93
7.1. Немного теории	93
7.1.1. Усилители мощности	93
7.1.2. Операционный усилитель, рассчитанный на большие токи	100
7.1.3. Обратная связь	102
7.2. Двухтактный усилитель с обратной связью	103
Проект 8. Тепловая неустойчивость (разрушение) двухтактного усилителя	113
8.1. Двухтактный усилитель с фиксированным смещением	114
8.2. Тепловая неустойчивость двухтактной схемы	119
8.3. Устранение тепловой неустойчивости	125
Проект 9. Выносливый ограничитель бросков напряжения	129
9.1. Приборы, защищающие от перенапряжения	131
9.2. Принципиальная схема ограничителя бросков напряжения	139
9.3. Схема подавления бросков напряжения с фильтром	144
9.4. Выносливый ограничитель бросков напряжения	147
Приложение А	152
Список литературы	163
Предметный указатель	165

Предисловие

Данная книга пытается ответить на часто встречающиеся вопросы: "Зачем мы это делаем?" и "Для чего это используется?", которые студенты задают во время изучения первого и второго циклов по аналоговой электронике, включенных в программы обучения большинства институтов. В классических областях знаний, подобно аналоговой электронике, не очень просто вызвать интерес студентов к изучаемому предмету. Наша культура уже приучила людей думать, что цифровая техника — это светлый и широкий путь в будущее. Компьютеры созданы на базе цифровой техники. Сотовые телефоны тоже. Мы пользуемся цифровыми фотоаппаратами. Телевидение также переходит на цифровой формат. Во всех окружающих нас промышленных товарах со временем также станет использоваться цифровая техника обработки сигналов, прежде всего, управления и контроля. Современные студенты уже не представляют себе каких-либо областей, в которых они соприкасались бы с аналоговой техникой, поэтому они просто не в состоянии даже замечать тех любопытных, а иногда и просто забавных примеров использования аналоговой электроники в нашей жизни. Такое положение необходимо просто менять.

В этой книге рассматриваются несколько случаев и примеров разработки схем, отобранных с одной, ярко выраженной целью, — продемонстрировать студентам несколько полезных стильных "штучек", которые могут быть созданы с использованием аналоговой техники. Подобные примеры поощряют студентов изучать более продвинутые курсы аналоговой электроники, а также демонстрируют им, в каких областях техники аналоговая электроника все еще сохраняет свой немалый потенциал. Используемые примеры направлены на первый и второй этапы изучения электроники в течение курса, длящегося два семестра. В качестве примеров для студентов первого этапа обучения выбраны: схема управления вентилятором, предназначенным для задувания пламени свечи, в которой используется полупроводниковый диод в качестве температурного датчика, датчик присутствия кровососущих летающих насекомых, использующий ИК-диод и фототранзистор, электрошок, развивающий напряжение на выходных электродах порядка 1 000 В при питании схемы от батареек с общим напряжением 18 В, схема умножителя напряжения, а также схема управления частотой вращения электродвигателя постоянного тока.

Цель выбранного в книге стиля изложения заключается в том, чтобы создать такие увлекательные примеры, которые помогли бы заинтересовать студентов в процессе изучения курса аналоговой электроники в сравнении с другими курсами, а также проиллюстрировать некоторые основные положения, изучаемые в аудитории. Например, в случае датчика, реагирующего на присутствие летающих насекомых, рассматривается использование биполярного транзистора в качестве переключающего элемента; в случае с электрошоком иллюстрируется основополагающий принцип, что электрический ток, протекающий в катушке индуктивности, не может мгновенно снизиться

до нулевого значения, а пример с тепловой нестабильностью характеристик биполярного транзистора иллюстрирует отрицательный температурный коэффициент биполярного транзистора. В каждом примере рассматривается законченная схема, причем большинство схем по уровню своей сложности доступны для понимания студентами назначения каждого элемента схемы. В силу этого студенты понимают работу схемы, в состоянии рассчитать ее и самостоятельно собрать, что будет представлять далеко не простую функцию на самом раннем этапе их инженерной карьеры.

Примеры из книги могут быть использованы в качестве дополнительного материала, способствующего обучению студентов, либо в качестве практических демонстраций на занятиях в аудитории.

Замечания и предложения

Автор с благодарностью примет любые замечания и предложения относительно содержания этой книги. Предложения по созданию новых оригинальных и нетривиальных схем будут приветствоваться особенно. Просьба совершенно свободно обращаться к автору книги, используя для этого любой из предлагаемых ниже способов:

- Электронная почта: Marc.Herniter@ieee.org
- Телефон: (812) 877-8512
- Факс: (812) 877-8895
- Почтовый адрес: Rose-Hulman Institute of Technology, CM123, 5500 Wabash Avenue, Terre Haute, IN 47803-3999

Благодарности автора

Мне хотелось бы поблагодарить студентов Технологического института Розе-Хулман (Rose-Hulman), вдохновивших меня на создание этого труда. Они помогли понять мне, что эта книга необходима, и они же вознаградили меня своим интересом и энтузиазмом. Мне также хотелось бы выразить свою признательность Патрику Уорланду (Patrick Worland) из компании Рейтион Миссайл Системз (Raytheon Missile Systems) и Джеймсу Си Браейткраейтцу (James C. Brietkrietz) из компании Ханиуэлл Аэропейс Электроник Системз (Honeywell Aerospace Electronic Systems) за то, что они нашли время прочесть эту книгу и выразить ряд свежих предложений, которые действительно помогли мне улучшить книгу. И это является прямым доказательством того, что если вы прочтете эту книгу, то и у вас, возможно, когда-нибудь возникнет желание привнести что-то свежее в дело применения аналоговых схем в современной электронике.

Проект 1

Вентилятор помогает задуть "волшебные" свечи, зажигаемые в честь именинника

Наш первый проект относится к устройству, которое позволяет непрерывно задуть свечку, традиционно помещаемую в середину торта и зажигаемую на днях рождения, но которая имеет одну досадную и надоедливую особенность — произвольно самовоспламеняться вновь и вновь после того, как несчастная жертва дружеского розыгрыша уже задула ее пламя. Возможно, вам приходилось бывать на подобных празднованиях дня рождения, на которых хозяин исподтишка использовал свечи, которые якобы волшебным образом повторно загорались сами собой. Неискушенный почетный гость праздника гордо задует все праздничные свечи только затем, чтобы быть удивленным, что огонь на них самопроизвольно разгорается вновь после успешно выполненной им миссии. После чего он, оказавшись в центре всеобщего внимания, пытается повторить операцию еще несколько раз, затем, стараясь с честью пройти испытание, начинает дуть с утроенной силой, иногда даже забрызгивая слюной весь торт. На самом деле подобные "волшебные" свечи не представляют собой ничего магического, так как свечи такого рода воспламеняются вновь от особого поджигающего устройства, тем не менее, представление подобного рода является весьма забавным для наблюдающих за ним со стороны. Если вы соберете предлагаемую на рис. 1.1 схему, то вам никогда больше не понадобится самостоятельно гасить такие "волшебные" свечи, оказавшись жертвой подобной шутки. И в следующий раз, когда вы окажетесь приглашенными в качестве почетного гостя на чей-нибудь день рождения, то вы сможете прихватить с собой собранную схему и оказаться в роли человека, который хорошо смеется последним. После того как вы заметите подобную "волшебную" свечу, вам останется только достать свою схему и спокойно оставаться в центре внимания.

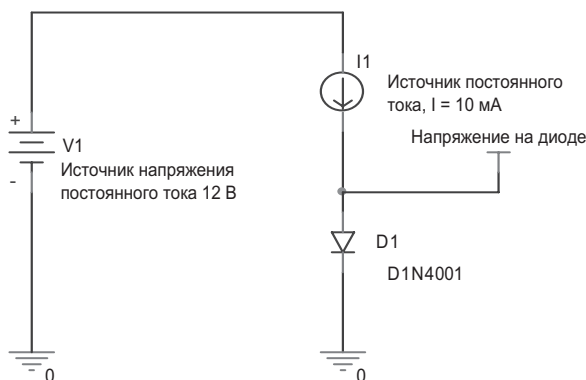
1.1. Датчик температуры

В данной схеме в качестве датчика, реагирующего на температуру пламени свечи, используется полупроводниковый диод. Как только диод нагревается до достаточно высокой температуры, включается электровентилятор, который и задует свечу. После этого диод естественным образом остывает, и электровентилятор выключается.

Спустя некоторое время свеча вновь "волшебным образом" самовозгорается и вновь нагревает своим пламенем полупроводниковый диод. Диод вновь реагирует на увеличение температуры и опять включает электроventильатор, который опять-таки задувает пламя свечи. Эта циклически действующая обратная связь будет обеспечивать эффект гашения свечи до тех пор, пока "волшебная" свеча не перестанет загораться вообще, или же пока ею не перестанут пользоваться.

В рекомендуемой для этих целей схеме в качестве датчика температуры используется полупроводниковый диод, имеющий р-п переход, а также источник напряжения постоянного тока и датчик температуры, управляющий работой электроventильатора. Следует напомнить, что если величина тока, протекающего через р-п переход диода, поддерживается неизменной, то прямое падение напряжения на нем будет уменьшаться примерно на 2 мВ с увеличением температуры р-п перехода на один градус Цельсия [1]. Данная концепция иллюстрируется схемой (рис. 1.1), реагирующей на изменение температуры, и в которой используется источник тока.

Рис. 1.1



Источник постоянного тока (I_1) поддерживает неизменным (на уровне 10 мА) величину тока, протекающего через полупроводниковый диод. Для наглядности диапазон температур изменяется от 15 до 40° С. Так как величина тока поддерживается источником тока постоянной, то при изменении температуры будет изменяться только падение напряжения на диоде. Результаты изменения напряжения приводятся на следующей зависимости (рис. 1.2).

Из приведенной зависимости видно, что падение напряжения на диоде линейно уменьшается с увеличением температуры. Для получения численных значений на графике были выбраны две точки. Они показывают, что при температуре 20° С напряжение на диоде составляет 703 мВ, а при температуре 30° С — 686 мВ. Это соответствует усредненному значению температурного коэффициента напряжения -1,7 мВ/° С, или, другими словами, уменьшению падения напряжения на диоде на 1,7 мВ при увеличении температуры р-п перехода диода на каждый градус. Другими словами, это означает наличие у полупроводникового прибора отрицательного температурного коэффициента.

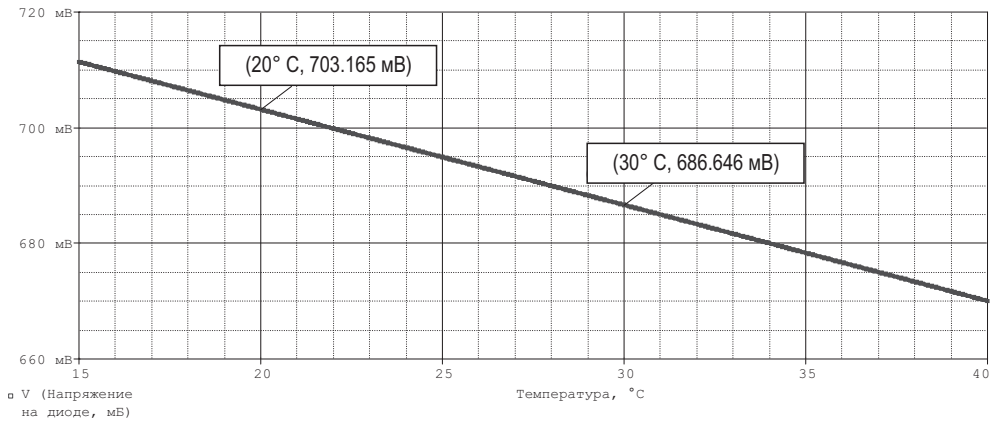


Рис. 1.2

Источник тока состоит из нескольких компонентов и может быть достаточно сложным по своей структуре. Вместо использования источника тока нами будет использована схема, которая по своим характеристикам приближается к требуемому источнику тока. В этой схеме, изображенной на рис. 1.3, источник тока заменяется резистором R1. Можно обозначить данную схему, как схему, реагирующую на изменение температуры, и в которой в качестве источника тока используется резистор.

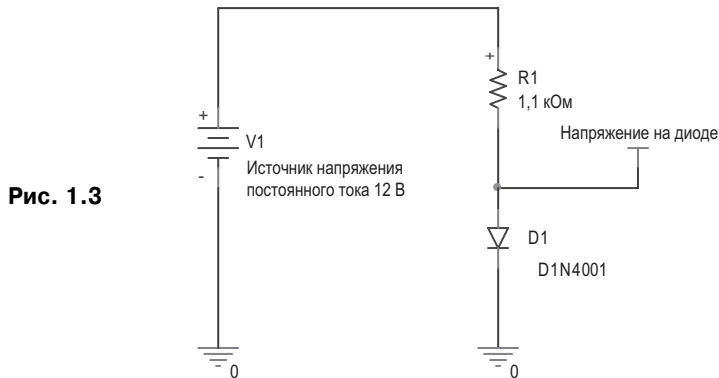


Рис. 1.3

Ток, протекающий через диод и резистор, можно рассчитать с помощью закона Ома для участка цепи:

$$I_D = \frac{V_1 - V_D}{R_1}.$$

Так как напряжение $V_1 \gg V_D$, то ток диода с достаточной точностью можно принять равным $I_D = V_1/R_1$, т. е. ток, протекающий через диод, в первом приближении не зависит от изменения падения напряжения на диоде. Итак, если напряжение на диоде изменяется при изменении температуры, ток диода остается приблизительно постоянным и не зависящим от изменений температуры. Таким образом, для схемы дат-

чика температуры, использующей источник тока, при изменении напряжения на диоде протекающий через него ток остается постоянным и не зависящим от температуры. С использованием программы моделирования, ориентированной на интегральные микросхемы, PSpice, мы рассчитаем и сравним рабочие характеристики этих двух схем.

На рисунке 1.4 приведены результаты такого моделирования, выполненного с использованием программы Pspice, на которых показаны графики изменения напряжения на диоде в зависимости от температуры для двух рассматриваемых схем датчиков температуры. Данные зависимости на графиках идут почти параллельно, указывая на то, что обе схемы обладают практически идентичными температурными зависимостями. Причиной того, что две зависимости оказались на графике разделенными и не сливаются воедино, является то, что токи, протекающие через диоды, немного отличаются по величинам, так как при сопротивлении резистора 1,1 кОм величина тока будет равна 10,2 мА, тогда как источник тока рассчитан на то, чтобы обеспечивать постоянный по величине ток, равный 10 мА.

Так как резистор в схеме очень точно воспроизводит рабочие характеристики источника тока, то было бы просто неразумно использовать для нашей схемы сравнительно дорогостоящий источник тока, когда более дешевый резистор в состоянии обеспечить абсолютно такой же результат.

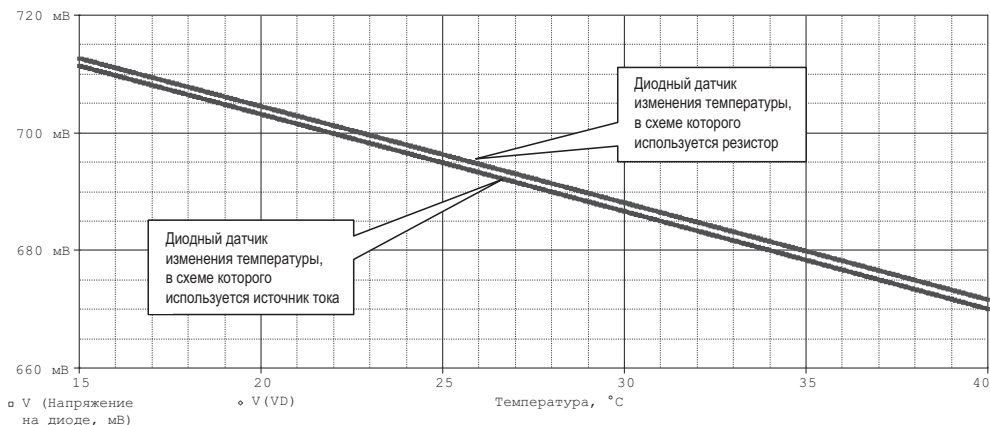


Рис. 1.4

После того, как мы определились с основной идеей об использовании диода с р-п переходом в качестве датчика температуры, мы сможем разработать нашу схему. Исходным условием для нашей схемы является то, что мы будем измерять температуру, используя в качестве индикатора изменения температуры падение напряжения на полупроводниковом диоде. Мы будем сравнивать это падение напряжения с фиксированным значением напряжения эталонного источника. Как только температура превысит определенное значение, величина которого устанавливается источником эталонного напряжения, разрабатываемая схема включит электровентилятор, который и загасит горящую свечу.

1.2. Источник постоянного тока

Первое, что понадобится, это источник питания для нашей схемы, способный обеспечить напряжение 12 В постоянного тока. Мы будем использовать автономный стабилизированный источник питания, схема которого приведена на рис. 1.5.

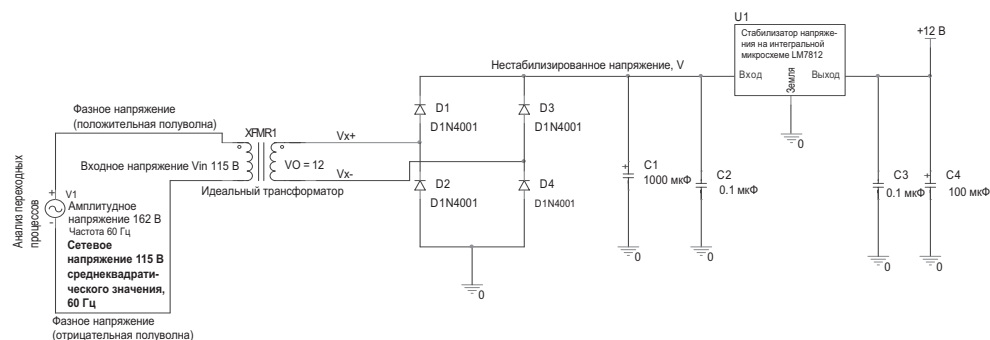


Рис. 1.5

Обратите внимание, что на схеме конденсаторам, имеющим большое значение емкости, оказались параллельно включенными конденсаторы с маленькой емкостью, т. е. конденсатор C1 включен параллельно C2, а конденсатор C3 включен параллельно конденсатору C4. Такую схему включения конденсаторов вы увидите на всех последующих схемах, приведенных в этой книге. На схеме, которая приведена на рис. 1.5, конденсаторы C1 и C4 являются электролитическими конденсаторами большой емкости, и которые характеризуются большим значением последовательного индуктивного сопротивления. Это индуктивное сопротивление обуславливает большое значение полного комплексного сопротивления на высоких частотах, что также означает, что электролитические конденсаторы на высоких частотах не обладают достаточными характеристиками. Конденсаторы же C2 и C3 являются керамическими, либо конденсаторами с диэлектриком из полиэстера, которые характеризуются маленьким значением последовательного индуктивного сопротивления. Мы их включили параллельно электролитическим конденсаторам, поэтому на высоких частотах последовательное индуктивное сопротивление электролитических конденсаторов сводится к нет низким значением полного комплексного сопротивления конденсаторов, имеющих емкость 0,1 мкФ.

Сейчас же мы обсудим, какую форму имеет электрический сигнал, проходящий в средней части схемы нашего источника питания постоянного тока. Величина переменного напряжения, которое поступает из сетевой розетки, составляет 115 В среднеквадратического значения, а частота тока в сети питания равна 60 Гц¹. Оно помечено как фазное напряжение сети, и именно по этой причине мы назвали изображенный на рис. 1.5 источник постоянного тока, как автономный источник питания. Напря-

¹ Стандарт частоты переменного тока США отличается от принятого в странах Европы и в нашей стране, где в электросетях частота составляет 50 Гц. — Прим. перев.

жение 115 В — это усредненное или среднеквадратическое значение, а в действительности форма сетевого сигнала представляет синусоиду, максимальное (или пиковое, оно же амплитудное) значение которой будет равняться умноженному на $\sqrt{2}$ значению, или, если воспользоваться записью изменения величины напряжения во времени, оно выразится в следующем виде:

$$V_{\text{фазн}}(t) = (115\sqrt{2})\sin(2\pi 60t) = 162\sin(2\pi 60t).$$

Итак, фазное напряжение сети питания представляет синусоиду, изменяющуюся во времени (с частотой 60 Гц) и имеющую амплитудное значение, приблизительно равное 162 В. Это напряжение значительно больше того, с которым нам хотелось бы иметь дело в нашей схеме, поэтому мы уменьшим его от значения 115 В среднеквадратического значения до 12 В среднеквадратического значения с использованием понижающего трансформатора. Этот трансформатор понижает напряжение до значения 12 В среднеквадратического значения, а также обеспечивает электрическую (или гальваническую) развязку (изоляция) нашей схемы от сети, имеющей напряжение 115 В. Как можно видеть из приведенной на рисунке схемы, в ней отсутствует непосредственное электрическое (выполненное с использованием проводников) соединение между цепями нашей схемы и сетью электропитания с напряжением 115 В. Электрическая энергия, поступающая из сети питания, передается во вторичную обмотку трансформатора магнитным полем, распространяющимся по магнитопроводу трансформатора. Такой тип изоляции электрических цепей получил название гальванической развязки. Таким образом, трансформатор обеспечивает электрическое разделение цепей, а также позволяет использовать сравнительно низкое напряжение, которое берется с выхода трансформатора (с выводов его вторичной обмотки).

На вторичной обмотке трансформатора мы имеем синусоидальное напряжение, равное 12 В среднеквадратического значения, частота изменения которого составляет 60 Гц. Еще раз повторим, что амплитудное значение синусоидального напряжения представляет собой его среднеквадратическое значение, умноженное на $\sqrt{2}$. Так как переменное напряжение на выходе трансформатора описывается выражением

$$V_{\text{транс}}(t) = (12\sqrt{2})\sin(2\pi 60t) = 16,97\sin(2\pi 60t),$$

то амплитудное значение напряжения составляет примерно 17 В.

Выход трансформатора подключен к двухполупериодному (или двухтактному) выпрямителю (это диоды с D1 по D4). Такая схема включения диодов также получила название диодного выпрямительного моста. Если подобный выпрямительный мост не был бы подключен к конденсаторам C1 и C3, то он действовал бы как схема с абсолютными значениями. Для того чтобы проиллюстрировать работу этой части схемы, мы покажем форму сигналов в схеме при отсутствии фильтрующих (или сглаживающих) конденсаторов C1 и C3 и добавлении резистивной нагрузки R1. Схема (рис. 1.6) моделирует работу трансформатора и двухполупериодного выпрямителя. Верхний график показывает изменение во времени сетевого фазного напряжения с амплитудным значением порядка 162 В. Средний график показывает изменение во времени

выходного сигнала трансформатора, имеющего амплитудное значение 17 В, а нижний график показывает форму выпрямленного сигнала.

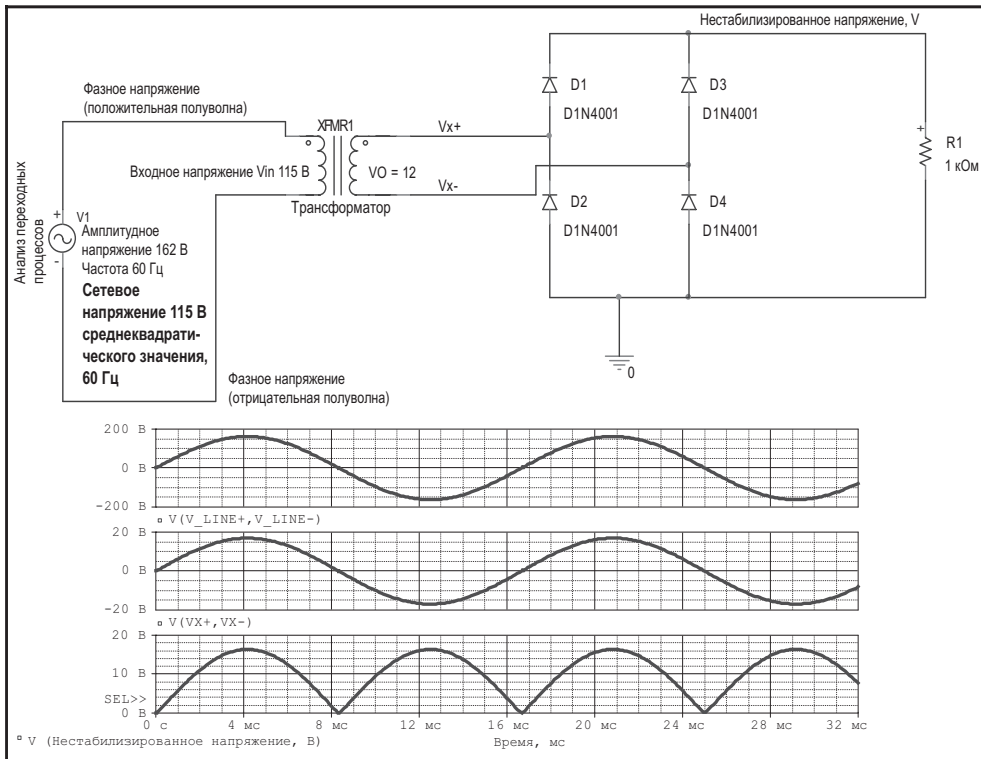


Рис. 1.6

Сигнал на выходе выпрямительного моста может рассматриваться как постоянное пульсирующее напряжение, т. е. имеющее очень большие пульсации. Для того, чтобы снизить пульсации, мы добавляем фильтрующие конденсаторы, а также линейный стабилизатор (это конденсаторы C1, C2 и интегральная микросхема U1 на полной схеме источника питания, приведенной на рис. 1.5. Без фильтрующих конденсаторов C1 и C3 пульсации напряжения были бы слишком велики, чтобы стабилизатор напряжения смог бы нормально функционировать. Задача фильтрующих конденсаторов заключается в том, чтобы сгладить пульсации до достаточно низкого уровня, позволяющего обеспечить нормальную работу линейного стабилизатора. До тех пор, пока напряжение на входе линейного стабилизатора будет превышать примерное значение 14 В, напряжение на его выходе будет представлять очень хорошо сглаженное постоянное напряжение. Сейчас мы смоделируем работу всего источника питания, схема которого приведена на рис. 1.5. Мы будем моделировать режим работы, при котором будем потреблять от источника питания ток величиной 500 мА, для чего к выходу линейного стабилизатора подключим нагрузочный резистор с сопротивлением 24 Ом. Формы выходных сигналов, полученные в результате моделирования, представлены на графиках (рис. 1.7).

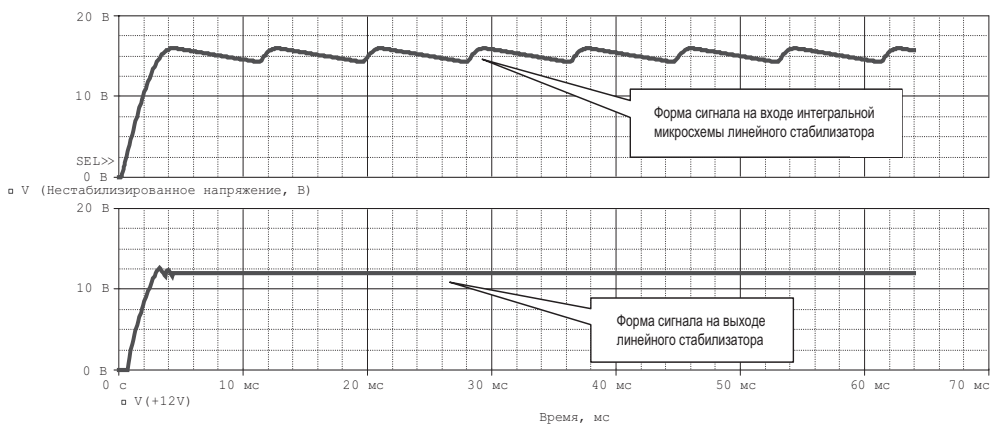


Рис. 1.7

На верхнем графике представлено выходное напряжение, которое поступает с двухполупериодного выпрямителя, имеющего фильтрующие конденсаторы. Мы видим, что пульсации значительно снижены фильтрующими конденсаторами С1 и С3, но все-таки не устранены полностью. Тем не менее, сигнал, представленный на верхнем графике, является входным сигналом, поступающим на линейный стабилизатор, кроме этого, он имеет достаточную величину, чтобы обеспечить нормальную работоспособность стабилизатора.

Рассмотрим, как же работает линейный стабилизатор, выполненный в виде интегральной микросхемы LM7812. Если входное напряжение стабилизатора несколько превышает 14 В, но меньше 35 В, то выходное напряжение будет поддерживаться на постоянном и неизменном уровне 12 В. Даже если уровень пульсаций входного напряжения стабилизатора достаточно велик, как это показано на верхнем графике, выходной сигнал стабилизатора будет поддерживаться на строго постоянном уровне до тех пор, пока его входное напряжение превышает 14 В. Рабочей характеристикой линейного стабилизатора является так называемый коэффициент подавления пульсаций источника питания, который выражает отношение уровня пульсаций на входе стабилизатора, ΔV_{IN} к уровню пульсаций, которые присутствуют на его выходе, ΔV_{OUT} :

$$\text{Коэффициент подавления пульсаций (дБ)} = 20 \log_{10} \left(\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}} \right)$$

Стандартным для коэффициента подавления пульсаций является значение 70 дБ. Это означает, что пульсации с уровнем 5 В на входе стабилизатора будут ослабляться на его выходе до уровня менее 1,6 мВ.

На графиках выпрямленного сигнала, приведенных на рис. 1.7, напряжение на входе стабилизатора (верхний график) характеризуется очень высоким уровнем пульсаций, но оно всегда остается больше значения 14 В. Так как входное напряжение достаточно большое, то стабилизатор обеспечивает хорошо сглаженное выходное постоянное напряжение, которое может быть использовано для питания остальной части нашей схемы.

1.3. Температурно-чувствительная схема сравнения

После того, как у нас в наличии оказался источник, обеспечивающий питанием — постоянным током нашу схему, мы можем приступить к основной задаче — подбору тех компонентов схемы, которые, собственно говоря, и обеспечивают выполнение схемой заявленной функции. Первым компонентом является температурный датчик и схема сравнения (компаратор). Мы будем использовать температурный датчик, в схеме которого используется резистор, и который уже был обсужден ранее в разделе 1.1. Следует обратить внимание, что сопротивление резистора R1 в предыдущей схеме (см. рис. 1.6) было изменено на значение 10 кОм, тогда как в схеме температурно-чувствительного датчика, основанной на использовании резистора, значение сопротивления резистора R1 составляло 1,1 кОм. Это изменение было сделано с целью уменьшить электрическую мощность, рассеиваемую на резисторе и на диоде в статическом режиме. Следствием этого является то, что начало отсчета напряжения на диоде немного смещается в сторону меньших значений, так как величина тока уменьшилась (рис. 1.8).

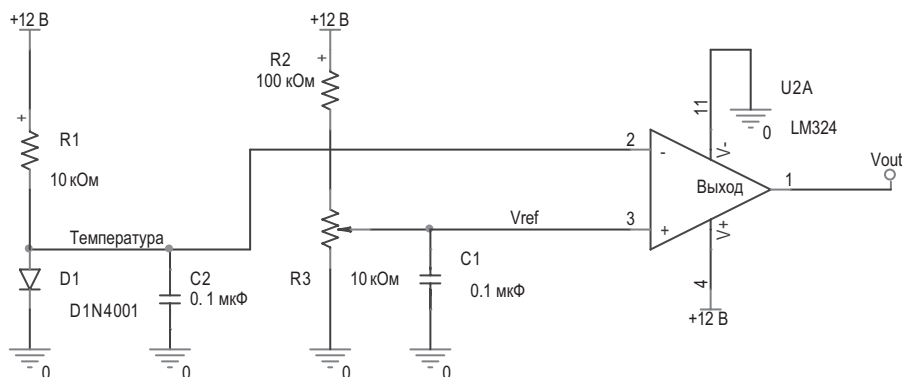
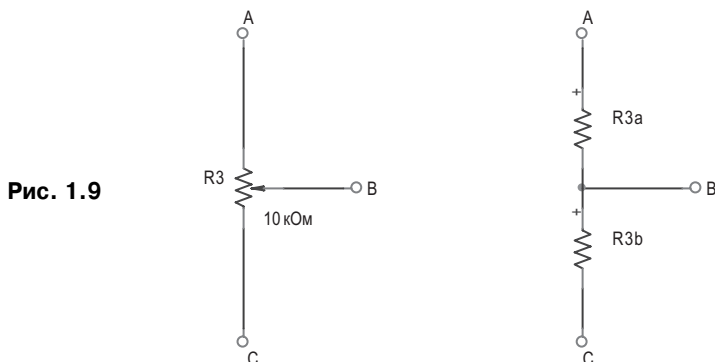


Рис. 1.8

Напряжение в узле, обозначенном на схеме как "Температура", является функцией температуры и уменьшается по мере ее возрастания, начальное значение напряжения составляет примерно 600 мВ, оно снижается со скоростью примерно 2 мВ/°С. Конденсатор C2 добавлен в качестве фильтра нижних частот, необходимого для устранения любого шума, который может появиться в данной точке схемы под воздействием внешних источников. Для нас было бы необходимым сравнивать температурно-зависимый сигнал в узле "Температура" с фиксированным значением эталонного (или опорного) напряжения Vref; однако, из-за разброса характеристик полупроводникового прибора мы в действительности никогда точно не знаем, каким именно по величине должно быть это эталонное напряжение. Если мы соберем несколько тысяч температурных датчиков, используя диоды с одной и той же маркировкой, прямое падение напряжения диода каждого датчика будет слегка отличаться, так как эти диоды

могут оказаться изготовленными различными производителями, либо одним и тем же производителем, но выпущенными в различных партиях. Допуски на режимы технологических процессов приведут к слегка отличающимся характеристикам приборов. Поэтому для формирования эталонного напряжения V_{ref} мы будем использовать переменный резистор, известный также под названием потенциометр. На приведенной схеме (рис. 1.8) резистор R3 представляет собой потенциометр. Некоторые люди называют такой компонент схемы подстроечным потенциометром. На рис. 1.9 представлена электрическая схема замещения подобного потенциометра, имеющего сопротивление 10 кОм.



Полное сопротивление переменного резистора между выводами А и С является фиксированным (в рассматриваемом примере оно составляет 10 кОм). Величины сопротивлений резисторов как R3a, так R3b могут свободно изменяться от нулевого значения до максимального, при условии, что сумма их общего сопротивления равна максимальному и строго установленному значению полного сопротивления потенциометра. Для нашего рассматриваемого примера потенциометра, имеющего сопротивление 10 кОм, возможны следующие диапазоны изменения этих сопротивлений:

$$0 = R_{3a} \leq 10 \text{ кОм}$$

$$0 = R_{3b} \leq 10 \text{ кОм}$$

$$R_{3a} + R_{3b} = 10 \text{ кОм}$$

Мы используем потенциометр в качестве делителя напряжений, который позволяет нам устанавливать для эталонного напряжения различные значения напряжения.

Настройки потенциометра выполняются отверткой. Существуют потенциометры, рассчитанные на 15, 10 или 1 полный оборот шлица настроечного винта, где количество оборотов относится к количеству оборотов отвертки, необходимых для перемещения подвижного контакта потенциометра (это вывод В на схеме рис. 1.9) от конечного положения около вывода А к крайнему положению около вывода С. Нам требуется, чтобы напряжение изменялось всего на несколько милливольт. Если бы мы подключили потенциометр непосредственно к источнику питания +12 В, то тогда эталонное напряжение V_{ref} изменялось бы в пределах от 0 до 12 В, и мы могли бы реально использовать только небольшой участок всего этого диапазона (ближе к значению 0,6 В). Для того чтобы сделать настройку с использованием потенциометра более точ-

ной, мы в приведенную на рис. 1.9 схему добавили резистор R2, включенный последовательно с потенциометром. Минимальное значение напряжения в точке схемы Vref будет равно нулю, когда подвижный контакт потенциометра перемещается в точку С (сопротивление резистора R3b равняется нулю, а сопротивление резистора R3a имеет значение 10 кОм). Максимальное значение напряжения в точке Vref будем иметь, когда сопротивление резистора R3b составляет 10 кОм, а сопротивление резистора R3a равно нулю (когда подвижный контакт перемещен в точку вывода А):

$$V_{\text{ref max}} = 12 \text{ В} \frac{10 \text{ кОм}}{10 \text{ кОм} + 100 \text{ кОм}} = 1,09 \text{ В}.$$

В соответствии с результатами выполненного ранее моделирования мы установим с помощью потенциометра напряжение порядка 575 мВ. Для реальной схемы потенциометр имеет достаточно большой диапазон регулировки для установки необходимого температурного диапазона, поэтому необходимое значение эталонного напряжения будет подобрано экспериментально.

Работы схемы сравнения или компаратора достаточно проста. При комнатной температуре напряжение в узле схемы "Температура" будет больше, чем напряжение в узле Vref. Для компаратора это означает, что напряжение в узле отрицательного потенциала (—) превышает значение напряжения в положительном узле (+), поэтому уровень сигнала на выходе компаратора будет низким. По мере того, как диод нагревается под действием внешнего источника (пламени свечи), напряжение узла "Температура" будет уменьшаться. Когда температура диода становится достаточно высокой, напряжение в узле "Температура" станет меньше напряжения узла Vref, потенциал узла, обозначенного значком (+) схемы сравнения, станет больше потенциала узла, обозначенного значком (—) схемы сравнения, поэтому на выходе компаратора уровень сигнала сменится на высокий. Позже мы используем этот высокий уровень сигнала для включения электроventилиатора, который задует пламя свечи. Результаты моделирования напряжений температурного датчика, источника опорного напряжения и компаратора приведены на рис. 1.10.

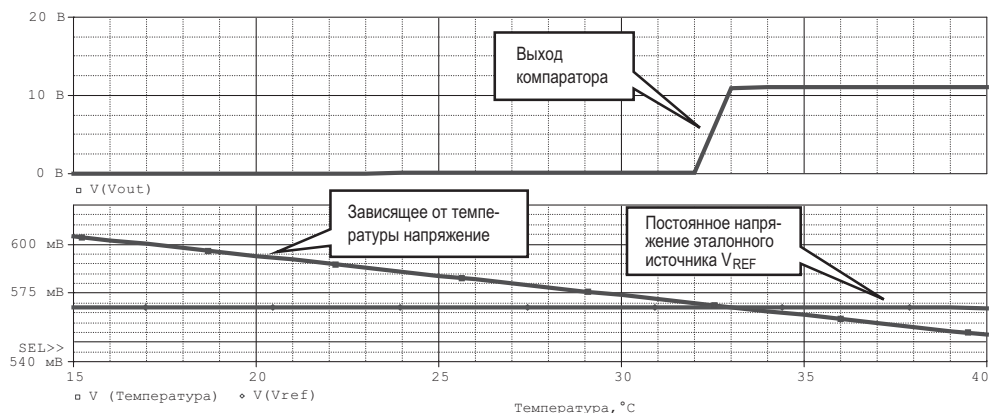
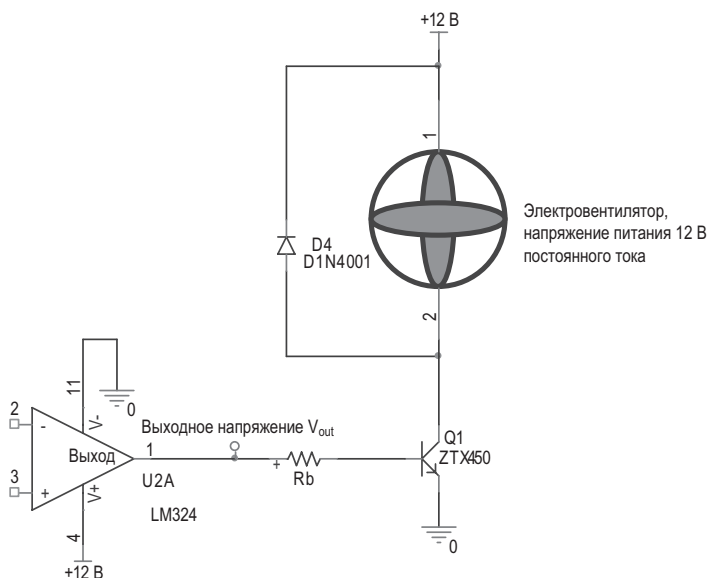


Рис. 1.10

1.4. Транзисторная схема управления большими токами

Мы хотели бы осуществлять включение и выключение электроventилятора, потребляющего при работе сравнительно большой ток, сигналом, поступающим с выхода нашего операционного усилителя LM324. Электроventилятор, который мы хотели бы использовать, потребляет при напряжении 12 В ток величиной 150 мА, тогда как стандартный операционный усилитель может управлять токами нагрузки в диапазоне от 5 до 20 мА. Для того, чтобы управлять такой большой нагрузкой в виде электроventилятора, мы будем использовать в качестве управляющего элемента биполярный транзистор. Для этого мы используем схему, приведенную на рис. 1.11.

Рис. 1.11



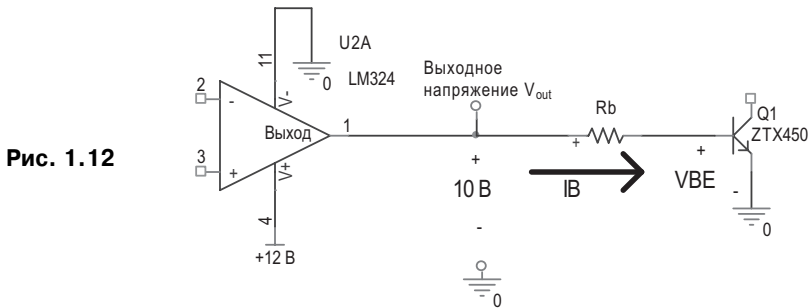
Когда транзистор находится во включенном состоянии, его рабочий режим соответствует насыщению, и он может рассматриваться в качестве источника с напряжением 0,2 или 0,3 В. Электроventилятор будет потреблять номинальный ток величиной 150 мА, который фактически будет представлять коллекторный ток нашего биполярного транзистора. Максимальное значение тока базы I_B , который когда-либо понадобится для управления коллекторным током I_C , определяется выражением:

$$I_{B\max} = \frac{I_C}{h_{FE\min}}$$

Мы выбираем транзистор марки ZTX450, так как при величине коллекторного тока 150 мА транзистор ZTX450 характеризуется минимальным значением параметра h_{FE} , равным 100. Это означает, что для данного транзистора, для того чтобы обеспечить ток коллектора 150 мА, необходим ток базы величиной 1,5 мА. В то же время биполярный транзистор 2N3904 имеет минимальное значение параметра h_{FE} , равное 30, при

токе коллектора $I_c = 100$ мА, поэтому для такого варианта схемы потребовался бы слишком большой базовый ток, что не совсем приемлемо с точки зрения практической целесообразности.

Наконец настало время выбрать величину сопротивления резистора в базовой цепи, R_b . Для интегральной микросхемы LM324 максимальное значение положительного выходного сигнала не может достигать значения, равного положительному значению напряжения источника питания, которое составляет 12 В. Из соображений удобства расчета схемы мы будем считать, что максимальное значение положительного выходного сигнала составит 10 В. Такой выбор может показаться на первый взгляд слегка консервативным, однако, если ток базы окажется достаточно большим в случае, когда выходное напряжение будет равным 10 В, то базовый ток должен будет оказаться еще больше при более высоких значениях выходного напряжения, а такая ситуация окажется более, чем благоприятной, так как переключающий биполярный транзистор окажется в более глубоком насыщении. Когда на выходе будет высокий уровень сигнала, ситуация, в которой окажется схема, будет соответствовать приведенной на рис. 1.12.



Ток базы определяется известным соотношением $I_b = (V_{out} - V_{be})/R_b$, при этом неизвестным остается только значение сопротивления R_b . Следовательно, мы можем рассчитать величину данного сопротивления:

$$R_b = \frac{V_{out} - V_{be}}{I_b} = \frac{10 \text{ В}}{1,5 \text{ мА}} = 6200 \text{ Ом}.$$

Полученное значение должно быть округлено до ближайшего наименьшего значения, входящего в ряд стандартных значений сопротивлений, имеющих точность изготовления 5%, т. е. получим значение 5,6 кОм. Все те допущения и упрощения, которые мы делали до сих пор, включая округления величины сопротивления резистора R_b , приводят в реальности к увеличению значения базового тока I_b . Полученный на самом деле результат представляется очень хорошим, так как больший ток приводит к более глубокому режиму насыщения биполярного транзистора, когда он находится во включенном состоянии. Чем сильнее транзистор насыщен во включенном состоянии, тем ниже будет напряжение насыщения и тем ближе биполярный транзистор окажется к режиму идеального ключа, для которого падение напряжения включенного состояния равно нулю.

Мы завершили расчет нашей схемы; однако еще один ее компонент требует более подробного обсуждения. Диод D4, приведенный на схеме управления, называется "независимым, обгонным или шунтирующим" диодом, и используется в случае индуктивной нагрузки, какую представляет, например, электроклапан [2]. Когда биполярный транзистор включен, на клапан и на диод подается напряжение, равное примерно 12 В. Так как диод оказывается включенным в обратном направлении, ток через него протекать не будет. Ток будет протекать по обмоткам двигателя электроклапана, которые мы представим в виде последовательно включенных резистора и индуктивности на схеме, приведенной на рис. 1.13. Переключающий биполярный транзистор на схеме изображен источником постоянного тока V_{CEsat} , т. е. моделью, которая используется для биполярного транзистора, работающего в ключевом режиме, для его включенного состояния.



Когда переключающий транзистор включен, через диод D4 ток не протекает. Он вступает в действие, когда переключающий транзистор выключается. Если вы помните, то ток, протекающий через индуктивность, никогда нельзя мгновенно изменить или остановить. Если бы вы не установили в схеме диод D4 и при этом попытались бы выключить биполярный транзистор, то вы попытались бы мгновенно остановить протекающий через индуктивность ток от какого-либо конечного значения до нулевого. Индуктивность препятствовала бы такому резкому изменению за счет немедленного увеличения напряжения, причем до достаточно большого значения, которое смогло бы пробить биполярный транзистор. Для того, чтобы избавиться от этой проблемы, мы предусмотрели обходной или шунтирующий путь для прохождения индуктивного тока, когда ключ размыкается, как это и продемонстрировано на схеме (рис. 1.14). Ток не может протекать через ключ, так как он разомкнут, однако, ток может свободно протекать через "шунтирующий" диод D4.

Ток будет протекать через "шунтирующий" диод D4 до тех пор, пока энергия, запасенная в индуктивности, полностью не рассеется в виде тока, протекающего через резистор и диод. Мы видим, что "шунтирующий" диод необходим только для протекания переходных токов в момент выключения и остается неактивным в остальные моменты времени.

Рис. 1.14



На этом мы завершили обсуждение данной схемы. Полностью схема и фото готового устройства приведены на рис. 1.15–1.16.

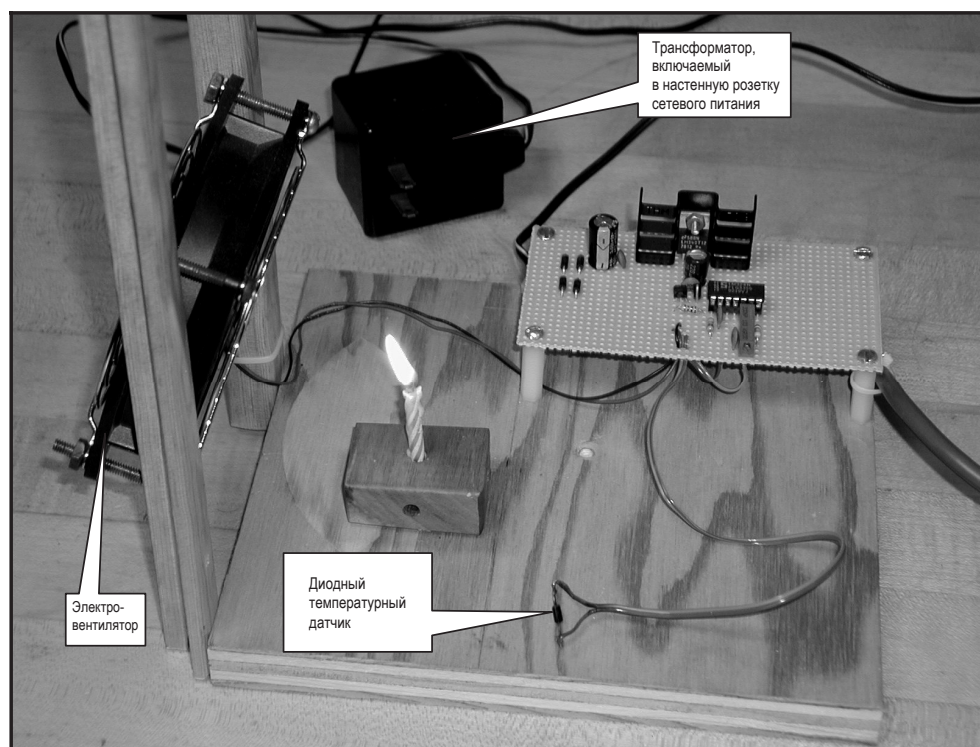
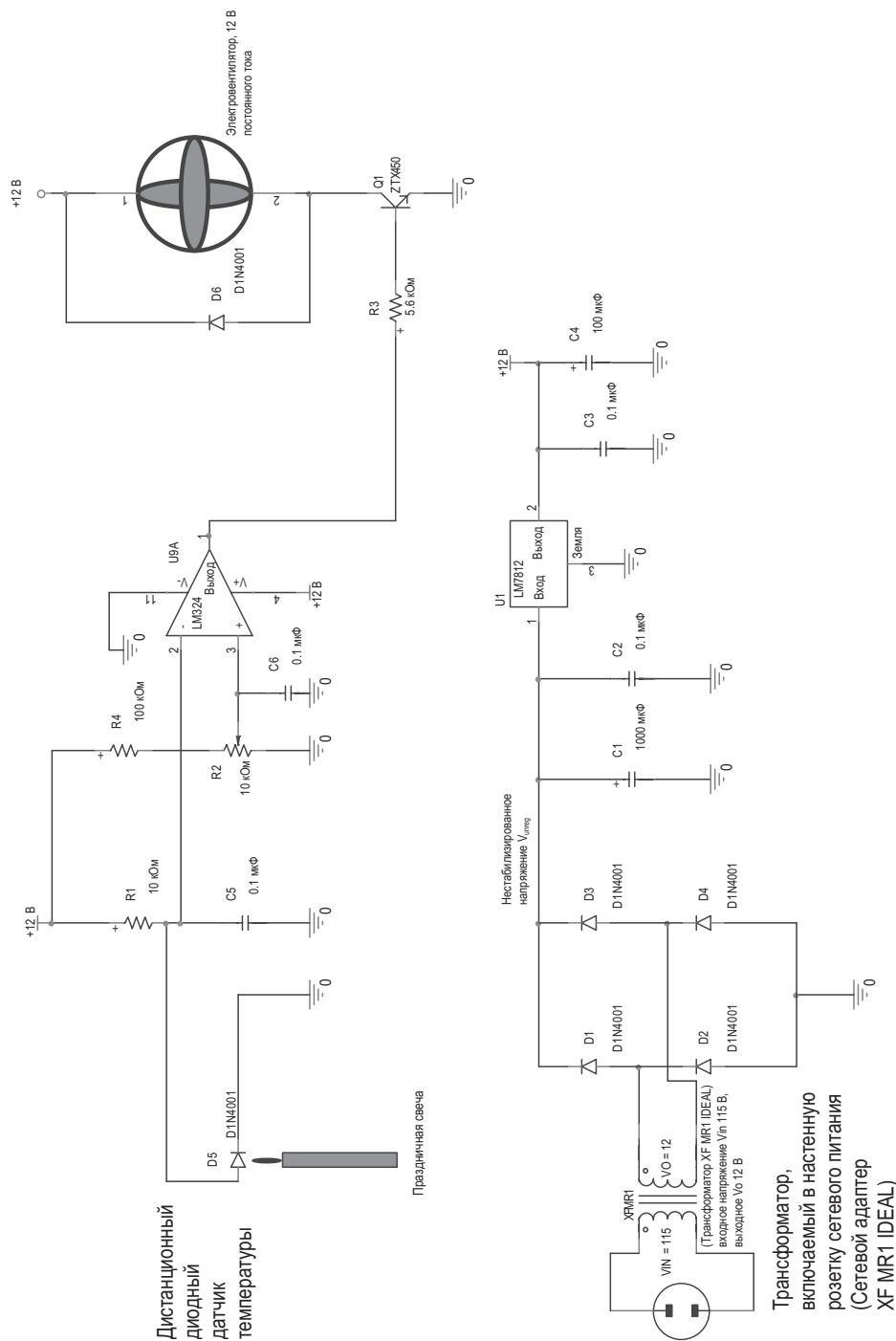


Рис. 1.15



Проект 2

Патрубок пылесоса, оснащенный ИК-датчиком для всасывания кровососущих насекомых

Я заставил привыкнуть себя жить в Флэггстафе (Flaggstaff), штат Аризона. В Аризоне не слишком много насекомых. Они существуют, но среди них не так уж много таковых, которые действительно пьют твою кровь. Городок Флэггстаф расположен на высоте 2100 м над уровнем моря, воздух очень сухой, поэтому в нем существует всего лишь несколько видов moskitov и двукрылых насекомых-вредителей. Еще существует несколько видов паукообразных (арахний) типа тарантулов, а также пауков Черная вдова, но по-настоящему они не доставляют много хлопот. Однажды я укладывал поленницу дров, перевернул чурбан и увидел огромного паука Черную вдову, притаившегося в углублении. Его круглое туловище в диаметре было никак не меньше целого дюйма (25,4 мм). Скорее всего, он был вскормлен на каких-то стероидных препаратах, так как большинство Черных вдов, которых мне приходилось видеть до сих пор, были небольшими. Мы обменялись друг с другом мгновенными взглядами и сразу же разбежались в разные стороны. Я даже не могу сказать, кто из нас бежал быстрее, так как паук исчез очень быстро. Черные вдовы нагоняют на людей смертельный ужас, особенно на таких, как я, которые ужасно боятся пауков. Кроме того, они на самом деле настоящего черного цвета! Можете считать, что вы в действительности в своей жизни никогда не видели настоящего черного цвета, пока не встретили на своем пути паука Черную вдову. Иногда мне кажется, что я хотел бы иметь черный автомобиль точно такого же черного цвета, как и паук Черная вдова.

Черные вдовы являются отшельниками и быстро ретируются, как только они заметят вас, поэтому-то вы часто просто не видите их. Тем не менее, я был счастлив, что не был ужален в те времена, когда я путешествовал по штату Индиана. (Сейчас же я ужасно боюсь торнадо и клещей. Даже пуки не беспокоили меня там так сильно.) В первый день, когда мы прибыли в Индиану, я открыл гаражную дверь, включил свет и за чем-то ненадолго вернулся в дом. Когда же я вернулся в гараж, то до этого бывший белым потолок помещения был усеян таким количеством насекомых, что выглядел черным. Ими была покрыта вся поверхность потолка, и не только около светильников. Причем, вся эта масса на потолке вдобавок ко всему еще и шевелилась. Это была моя первая встреча с насекомыми штата Индиана. После этого я уяснил для

себя три вещи относительного этого штата: если это металл, то он ржавеет, если это что-то зеленое, то оно растет, а если это насекомое, то оно проникнет в ваш дом, будет кружиться около вашего лица и, в конце концов, окажется в вашей тарелке.

Однажды днем, когда несколько насекомых кружились около моего лица и пытались совершить приземление в окрестности моего замечательного мексиканского соуса, они настолько допекли меня, что я расчехлил свой пылесос и начал их преследовать по всему дому с попытками изловить их всех. Пылесос представляет прекрасное средство ловить пауков Черная вдова, так как вы можете воспользоваться трехметровой штангой-насадкой и засасывать их, не приближаясь к ним. После того, как вы поймали одного из них, дайте поработать пылесосу еще минут десять, чтобы быть полностью уверенным, что пауку больше уже не удастся выбраться из пылесборника. (Вы закроете заслонку шланга, чтобы полностью исключить ничтожное, но все же отличное от нуля с квантовомеханической точки зрения событие, когда паук сможет туннелировать сквозь шланг и ужалить вас.) Единственным недостатком этого метода является то, что вы вынуждены все-таки время от времени опустошать пылесборник пылесоса, и вас бросает в дрожь, когда вы продлеваете с ним эту операцию, зная, что он полон Черных вдов, и некоторые из них могут вернуться к жизни, выползти из пылесборника, и затем начать охоту на вас. (После пребывания в коме Черная вдова, которая вернулась к жизни, начинает вести менее затворнический образ жизни.) Подобного со мной никогда не случалось, но я всегда пользуюсь перчатками, когда очищаю пылесборник своего пылесоса. Тем не менее, танец, исполняемый вокруг кружащихся мошек с пылесосом в руках, выглядит не очень симпатично, и вам совсем не хотелось бы, чтобы ваши соседи заметили вас за такого рода занятием. Тем не менее, семена на почве изобретательства уже пустили свои ростки. Что произойдет, если бы мы смогли привлечь насекомых в какое-то определенное место, определить там их присутствие, а затем включить пылесос, когда насекомые будут находиться на оптимальном расстоянии, чтобы оказаться захваченными засасываемым в пылесос потоком воздуха? Так был рожден инфракрасный (ИК) датчик для насекомых, установленный рядом с всасывающим патрубком пылесоса.

Для того чтобы определить присутствие летающих насекомых, мы будем использовать инфракрасный (ИК) приемопередатчик. Передатчик будет постоянно передавать инфракрасный сигнал, который регистрируется на расположенном невдалеке приемном детекторе. Когда насекомое пересекает траекторию прохождения ИК-излучения на пути между передатчиком и детектором, прохождение сигнала будет заблокировано, и выходной сигнал передатчика изменится. Это изменение будет обнаружено детектором и использовано для того, чтобы включить пылесос.

2.1. Источники ИК-излучения и их приемники

Мы будем использовать в качестве источника излучения светоизлучающий диод (СИД), длина волны излучения которого лежит в ИК области спектра, а в качестве

детектора — ИК-фототранзистор. Убедитесь, что длина волны излучения передатчика соответствует той длине волн, на которую способен реагировать ваш детектор. Не все источники ИК-излучения и детекторы работают в одинаковых диапазонах длин волн, поэтому следует проверить по техническим паспортам (или иной справочной литературе) те длины волн, на которые рассчитана работа данных конкретных устройств. Достаточно часто используются приборы, рассчитанные на работу с длиной волны излучения 880 и 940 нм.

С точки зрения микроэлектроники ИК СИД работает точно так же, как и СИД, излучающий фотоны в видимом диапазоне спектра, за исключением того, что органы нашего зрения не в состоянии воспринимать ИК-излучение. Аббревиатура СИД обозначает диод, который излучает свет; и как диод он работает так же, как и обычный диод, который используется в схеме, то есть в котором ток может протекать только в одном направлении. Существует большое количество разнообразных типов диодов: одни предназначены для пропускания больших по величине токов, другие предназначены противостоять большим по величине обратным напряжениям, третьи осуществляют переключение с высокой скоростью, у четвертых процесс включения и выключения осуществляется довольно медленно. СИД являются достаточно инерционными приборами, способными рассеивать небольшую по величине мощность. Вполне возможно, что вам уже приходилось сталкиваться со светоизлучающими диодами, которые используются в качестве различных световых индикаторов.

Когда на СИД подано напряжение в прямом направлении, через него будет протекать электрический ток. На диоде будет происходить падение напряжения, называемое прямым, величина которого будет составлять примерно от 1,5 до 2,5 В, обычно при расчетах принимается стандартное значение, равное 1,8 В [3]. Это значение гораздо больше стандартного значения прямого падения напряжения для обычного диода, которое составляет 0,7 В. На схеме (рис. 2.1) показан пример прямого включения СИД.

Необходимо будет в обязательном порядке уточнить по техническому паспорту вашего СИД тот диапазон значений токов и напряжений, которые допустимы при его прямом включении.

Второй отличительной чертой между светоизлучающими и обычными диодами является то, что для СИД гораздо ниже диапазон допустимых обратных напряжений. Схема включения СИД при обратной полярности напряжения приводится на рис. 2.2.

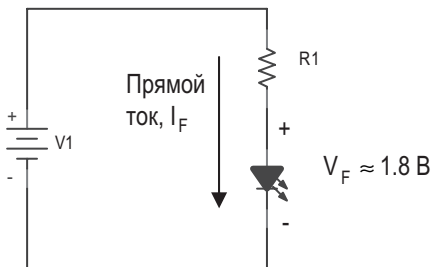


Рис. 2.1

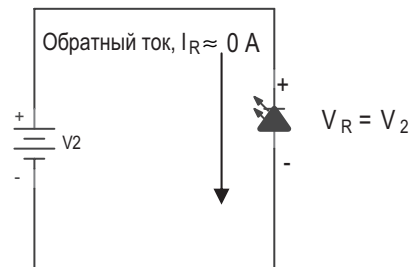
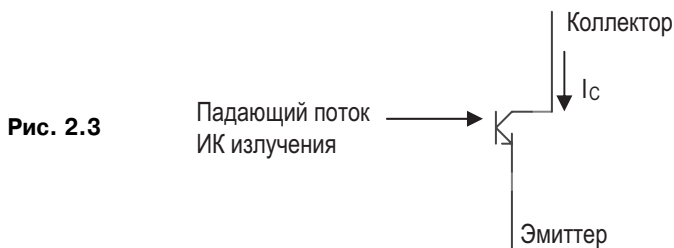


Рис. 2.2

Когда напряжение приложено в обратном направлении, то считается, что диод разомкнул цепь прохождения тока, поэтому ток не должен протекать по цепи. Ток действительно не будет протекать до тех пор, пока величина обратного напряжения V_R не станет настолько большой, чтобы пробить диод, после чего по цепи сможет протекать значительный по величине ток. Величина напряжения, при которой начнет протекать обратный ток через диод, называется обратным пробивным напряжением диода. Для выпрямляющих диодов обычные значения напряжений пробоя могут составлять от 90 до 1 000 В, в зависимости от типа диода и того, какие задачи стоят перед вами. Выпрямительные диоды предназначены для того, чтобы предотвращать протекание тока в обратном направлении, поэтому они рассчитываются так, чтобы иметь достаточно большие значения обратного пробивного напряжения. Светоизлучающие диоды предназначены для того, чтобы излучать фотоны видимого, либо ИК-диапазона спектра, и имеют небольшие значения обратного пробивного напряжения. (Обычно максимальным для них считается напряжение порядка 5 В.) Поэтому СИД в состоянии противостоять только небольшим обратным напряжениям. Они не могут использоваться для того, чтобы блокировать напряжения, поэтому было бы совсем неплохо твердо уяснить для себя, что СИД характеризуются очень малым значением обратного пробивного напряжения.

Для того чтобы детектировать инфракрасный сигнал, излучаемый светодиодом, мы будем использовать инфракрасный фототранзистор. У фототранзистора имеется только два внешних вывода: коллекторный и эмиттерный. Вместо базового вывода у подобного фототранзистора имеется оптическая линза, которая фокусирует поступающее извне излучение на поверхность базовой области. Энергия падающего ИК-излучения (либо оптического) генерирует носители заряда в базовой области, которые начинают действовать наподобие базового тока в обычном приборе [4] (рис. 2.3).



Коллекторный ток I_c является функцией интенсивности падающего светового потока. Чем выше интенсивность потока, тем больше будет коллекторный ток.

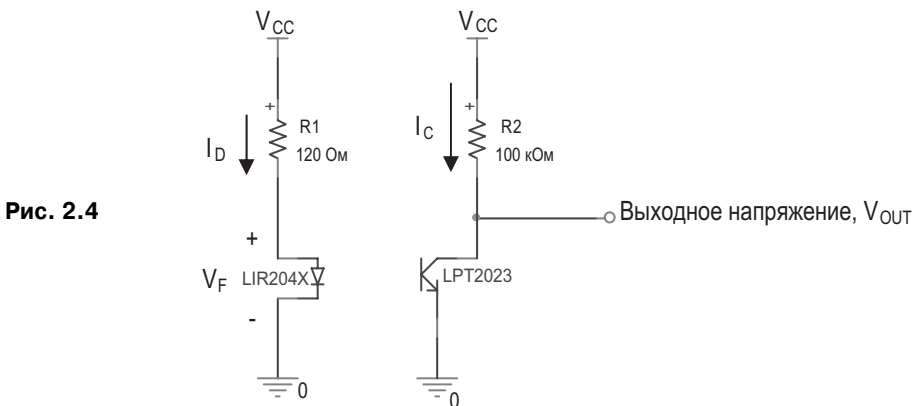
В качестве ИК-диода и фототранзистора в нашей схеме мы будем использовать следующие компоненты: LIR204X и LPT2023. Я действительно не знаю, кто их производит, и, возможно, их технические характеристики не являются оптимальными для тех целей, в которых мы их собираемся использовать; но так как их на нашем складе имеется около 10 000 экземпляров, то мы их будем использовать просто потому, что они доступны и позволят завершить начатое дело. Вообще это здравая идея — использовать именно те компоненты и запчасти, которые уже имеются на складе компании,

вместо того, чтобы заказывать новые для каждой вновь разрабатываемой схемы, которую вы изобрели.

Это вовсе не означает, что вы могли бы использовать неподходящие компоненты в своей разработке. Однако если вы применяете компонент или деталь, которые уже имеются на складе, или ранее уже устанавливались в какой-нибудь вашей разработке, предназначенной для иных целей, вы сэкономите деньги вашей компании. Дополнительно к этому, если компонент уже находится на складе, то ваша компания уже имеет достаточное представление о том, как именно ее использовать. Более того, в вашей компании, возможно, есть и другой инженер, который уже использовал именно этот компонент и многое знает о нем. Все это является достаточно веской причиной использовать компоненты и детали, уже имеющиеся на складе, при условии, разумеется, что по своим техническим характеристикам они окажутся способными выполнить роль, которая возлагается на них в вашей разработке.

2.2. Датчик, реагирующий на присутствие крылатых насекомых

Мы будем использовать схему, которая способна обнаруживать присутствие насекомых, и которая изображена на рис. 2.4.



На ИК-диод (LIR204X) подается напряжение таким образом, что он постоянно смещен в прямом направлении и постоянно излучает свет в ИК области спектра. Ток, протекающий через диод, определяется выражением:

$$I_D = \frac{V_C - V_F}{R_1}.$$

Максимально допустимое номинальное значение тока диода составляет 50 мА, а прямое падение напряжения, указанное в паспорте, составляет от 1,2 до 1,6 В. Используя эти значения для прямого падения напряжения и значение напряжения $V_{CC} = 5$ В, а также пренебрегая существующим допуском на величину сопротивления резисто-

ра, получим, что значение тока I_D будет находиться между 31,7 и 28,3 мА. Такое значение было выбрано для того, чтобы обеспечить достаточно большую эффективность ИК-излучения, оставаться ниже уровня максимально допустимых значений параметров прибора и несколько ограничить тепловое рассеяние в диоде LIR204X.

С чисто конструкторской точки зрения ИК-диод располагается так, чтобы световой поток был направленным непосредственно на фототранзистор, поэтому транзистор всегда будет освещаться диодом. Когда на базу фототранзистора попадает излучение светодиода, падающий ИК-поток начинает генерировать в области базы фототранзистора свободные носители заряда¹, в результате чего в нем начинает протекать коллекторный ток. Чем больше будет падающий на базу поток ИК-излучения, тем больше по величине будет ток коллектора. В приведенной на рис. 2.4 схеме выходное напряжение будет равно $V_{out} = V_{cc} - I_c R_c$. Как только коллекторный ток возрастает, выходное напряжение снижается. Итак, при возрастающем потоке излучения коллекторный ток будет возрастать, а выходное напряжение уменьшаться.

В случае, когда не существует никаких препятствий на пути распространения ИК-излучения между диодом и фототранзистором, напряжение V_{out} будет минимальным, так как практически все излучение попадает на фототранзистор. Иными словами, если ничто или никто не находится между ИК-диодом и фототранзистором, выходное напряжение V_{out} будет оставаться постоянным и минимальным. Однако, если между диодом и детектором ИК-излучения пролетает какое-нибудь насекомое, то оно будет затенять своим телом часть "освещаемой" базы фотоприемника, поэтому количество поглощенной фототранзистором энергии ИК-излучения уменьшится. "Тень", создаваемая насекомым, приведет к снижению коллекторного тока I_c , что вызовет увеличение выходного напряжения V_{out} . Таким образом, если между ИК-диодом и фототранзистором насекомое отсутствует, напряжение V_{out} будет иметь самое низкое значение. Если же насекомое пролетает между ними, выходное напряжение возрастет. Таким образом, мы получили датчик, который реагирует на присутствие насекомого!

Единственная проблема, которой мы до сих пор пренебрегали, заключается в том, а как, собственно, привлечь насекомых, чтобы траектория их полета пролегла между ИК-диодом и фототранзистором. Эту проблему можно рассматривать, однако, как сугубо биологическую, которая лежит вне рамок обсуждаемой нами на страницах этой книги технической задачи, поэтому мы оставляем ее читателям в качестве задачи, требующей нестандартного решения.

2.3. Схема сравнения (компаратор)

После того, как мы создали датчик, выходное напряжение которого изменяется в зависимости от присутствия летающего насекомого, нам необходимо создать схему, которая реагировала бы на подобные изменения напряжения и принимала бы решение. Выходное напряжение датчика может изменяться как очень заметно, так и со-

¹ в атомах полупроводникового материала, из которого изготовлена база, за счет поглощения ими энергии ИК-излучения происходит отрыв электронов с внешних оболочек атомов, явление, известное, как внутренний фотоэффект — Прим. перев.

всем незначительно при присутствии насекомого. Оно может измениться всего на несколько милливольт, либо же изменение может достигать несколько вольт. Это будет определено нами экспериментальным путем. Сопротивление резистора R2 было выбрано эмпирическим путем. Величина тока коллектора зависит от нескольких факторов, причем, некоторые из них не поддаются определению. Ток коллектора зависит от того, какой величины ток протекает через эмиттерный переход ИК-светодиода, так как ток диода определяет величину излучаемого им ИК-потока. Он зависит от того, на каком расстоянии друг от друга расположены ИК-светодиод и фототранзистор. Он зависит от того, как точно сфокусирован ИК-поток на базовой области фототранзистора. Ток коллектора зависит от эффективности преобразования ИК-излучения фототранзистором, а также ряда других факторов. Итак, сопротивление резистора R2 было выбрано достаточно большим, поэтому напряжение V_{out} оказывается сравнительно небольшим (один или два вольта), когда на пути между диодом и фототранзистором насекомые отсутствуют. Когда же пролетающее между ними насекомое блокирует часть потока ИК-излучения, коллекторный ток будет уменьшаться, а выходное напряжение возрастать. Количественно это увеличение будет определяться тем, какая часть попадающего на фототранзистор потока будет заблокирована насекомым. При этом, однако, небольшие изменения тока I_c могут привести к значительным изменениям в величине V_{out} , если сопротивление резистора R2 достаточно велико. Так как $V_{out} = V_{cc} - I_c R_c$, то изменение в величине выходного напряжения, вызванное изменением коллекторного тока I_c , будет равно: $\Delta V_{out} = V_{cc} - \Delta I_c R_c$. Таким образом, если мы хотим иметь значительные изменения в величине выходного напряжения датчика, то необходимо, чтобы резистор R2 был выбран с большим сопротивлением. Сопротивление резистора R2 выбиралось экспериментально путем наблюдения за тем, как изменялось выходное напряжение для наиболее типичных значений блокировки потока излучения на пути его прохождения между диодом и детектором. Верхний допустимый предел сопротивления R2 должен выбираться из тех соображений, что при более высоком значении сопротивления резистора R2 фототранзистор переходит в режим насыщения. Когда обычный биполярный транзистор переходит в режим насыщения, то это в первом приближении означает, что изменение базового тока более уже не приводит к изменению коллекторного тока или коллекторно-эмиттерного напряжения. Для нашего фототранзистора, даже несмотря на то, что могут быть небольшие уменьшения в величине падающего на него потока из-за его блокировки пролетающим насекомым, коллекторный ток и выходное напряжение V_{out} не будут изменяться по той причине, что наш фототранзистор работает в режиме насыщения. Итак, если фототранзистор насыщен, небольшие изменения в степени блокировки падающего на него потока не вызовут изменений в величине V_{out} . Нам же необходимо, чтобы выходной сигнал изменялся при любых изменениях в потоке ИК-излучения, поэтому мы не должны допускать переход к работе фототранзистора в режиме насыщения.

После того, как мы выбрали величину сопротивления резистора R2, напряжение V_{out} будет иметь характерное низкое значение для случая, когда на пути между диодом

и фотоприемником нет летающих насекомых. Когда же между диодом и фототранзистором пролетает насекомое, выходное напряжение возрастет относительно этого определенного низкого значения. Для того чтобы измерить это напряжение, мы будем использовать схему сравнения или компаратор (рис. 2.5).

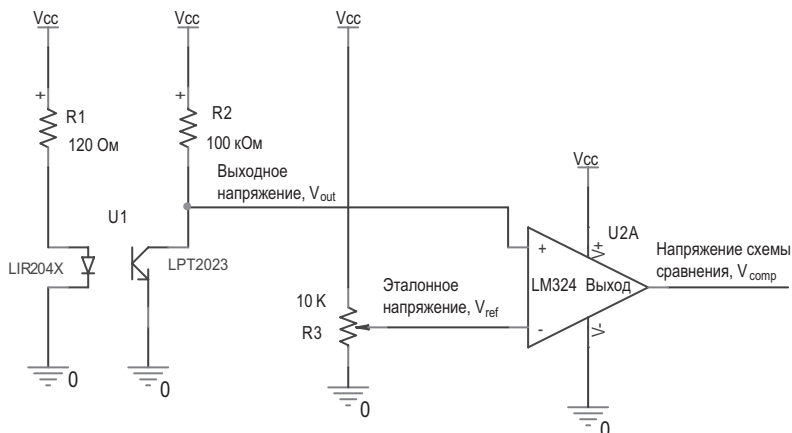


Рис. 2.5

Назначение схемы сравнения уже обсуждалось в разделе 1.3 книги, в этой разработке она используется аналогичным образом. Здесь мы снова обсудим ее работу. Резистор R3 является потенциометром и используется как изменяемый (перестраиваемый) делитель напряжения. Работа потенциометра уже обсуждалась в разделе 1.3. Используя потенциометр, мы можем установить такое значение опорного или эталонного напряжения постоянного тока, V_{ref} , какое только пожелаем. Работа схемы сравнения происходит следующим образом: если напряжение на плюсовом выводе (выходное напряжение V_{OUT} в нашей схеме) превышает по величине напряжение на минусовом выводе (эталонное напряжение V_{ref} в нашей схеме), то выходное напряжение схемы сравнения V_{comp} будет соответствовать высокому уровню сигнала, которое по величине окажется настолько близким к напряжению питания V_{cc} , насколько может приблизиться по величине к напряжению V_{cc} выходной сигнал компаратора. Итак, если $V_{OUT} > V_{ref}$, то напряжение на выходе схемы сравнения V_{comp} высокое. С другой стороны, если напряжение на минусовом выводе окажется больше, чем напряжение на плюсовом выводе, то выходной сигнал будет иметь низкий уровень, который окажется настолько близким к потенциалу земли, насколько близким к этому потенциалу может быть выход схемы сравнения. Если коротко суммировать все вышесказанное, то

если $V_{OUT} > V_{ref}$, то напряжение на выходе V_{comp} окажется высоким,
 если $V_{OUT} < V_{ref}$, то напряжение на выходе V_{comp} окажется низким.

Если между диодом и фототранзистором отсутствуют летающие насекомые, выходное напряжение V_{OUT} будет иметь самое низкое значение, которое можно обозна-

чить как V_{OUTL} . Требуемая чувствительность схемы сравнения будет определяться тем, насколько близкими окажутся значения напряжений V_{ref} и V_{OUTL} . Итак, в отсутствие летающих насекомых $V_{ref} > V_{OUTL}$, и на выходе схемы сравнения низкий по уровню сигнал. Когда же между светодиодом и фототранзистором пролетает мошка, напряжение на выходе схемы возрастает. Величина заблокированного насекомым потока излучения определяет, насколько возрастет выходное напряжение V_{OUT} . Если нам хочется, чтобы схема сравнения меняла состояние на выходе при очень маленьком уровне затенения фотоприемника, то тогда величина эталонного напряжения V_{ref} должна выбираться очень близкой к величине напряжения V_{OUTL} . Если же мы хотим, чтобы схема сравнения меняла состояние на своем выходе при достаточно большом уровне затенения фотоприемника, то мы должны выбрать значение напряжения V_{ref} достаточно сильно отличающимся по величине от напряжения V_{OUTL} . Разница между напряжениями V_{ref} и V_{OUTL} также определяется экспериментально. Если значения этих напряжений выбраны чересчур близко друг к другу, то даже небольшой сигнал шума на любом из входов схемы сравнения может вызвать изменение состояния его выходного сигнала на противоположное. И наоборот, если выбрать величину напряжения V_{ref} , сильно отличающуюся от напряжения V_{OUTL} , то обычная мошка не сможет создать достаточное по величине затенение приемного окна фототранзистора, чтобы напряжение V_{OUT} смогло бы превысить напряжение V_{ref} , приводя к ситуации, в результате которой состояние на выходе схемы сравнения никогда не будет изменяться. Как минимум необходимо, чтобы, когда между ИК СИД и фототранзистором отсутствует летающее насекомое, напряжение V_{ref} было больше выходного напряжения V_{OUT} . Когда же оно появляется на пути распространения ИК-потока между светодиодом и фототранзистором, выходное напряжение V_{OUT} должно превысить уровень эталонного напряжения V_{ref} (рис. 2.6).

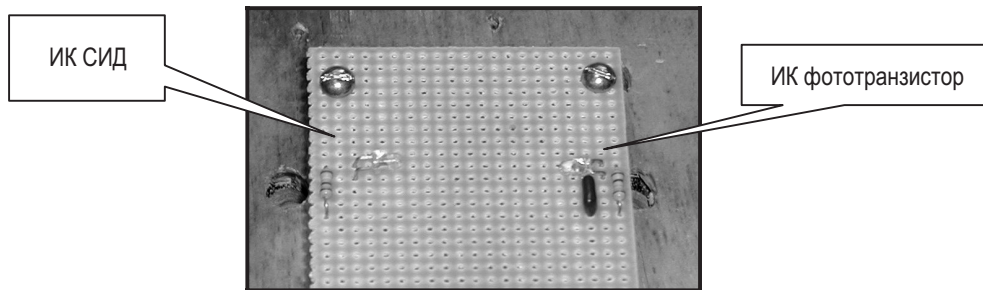


Рис. 2.6

Я настраиваю величину эталонного напряжения V_{ref} экспериментально. Я сворачиваю небольшие кусочки бумаги, приблизительно имеющие размеры летающих мошек. (Они немного напоминают те бумажные шарики, которые я использовал в восьмом классе, чтобы обстреливать ими своего учителя.) Выходное напряжение схемы сравнения лучше всего было бы измерять осциллографом или вольтметром. Затем я размещал один бумажный шарик между ИК-светодиодом и фототранзистором и следил за сигналом на выходе схемы сравнения. Когда уровень сигнала менялся на

высокий или низкий, в зависимости от присутствия бумажного шарика, или его отсутствия, я делал вывод, что величина эталонного напряжения выбрана правильно. Для настройки эталонного напряжения вы должны будете измерять как выходное напряжение V_{OUT} , так и эталонное напряжение V_{ref} в случаях, когда бумажный шарик как находится, так и отсутствует между ИК-светодиодом и фототранзистором, поэтому вы знаете на какую величину изменяется выходное напряжение V_{OUT} по сравнению с эталонным напряжением V_{ref} . Вы не сможете просто измерить выходное напряжение схемы сравнения и, что называется вслепую, изменить величину эталонного напряжения V_{ref} в надежде получить требуемое значение. Вам необходимо будет видеть, как изменяется напряжение V_{OUT} при частичном блокировании потока ИК-излучения, и без таковой блокировки, и только после этого соответствующим образом установить значение эталонного напряжения (рис. 2.7).

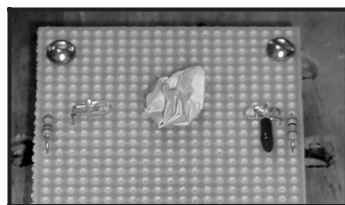


Рис. 2.7

2.4. Схема управления работой пылесоса

В момент времени, когда в области датчика пролетает насекомое, нам хотелось бы включить пылесос и поймать его в пылесборник. Мы расположим шланг пылесоса непосредственно над детектором, реагирующим на появление насекомых. Когда схема сравнения определит, что в области детектора пролетает мошка, мы включим пылесос, который втянет насекомое и удалит причину, вызвавшую блокирование части потока ИК-излучения, проходящего на участке между СИД и фототранзистором. После того, как мошка будет удалена пылесосом, схема сравнения переключится, и уровень ее выходного напряжения опять изменится на противоположный. Вариант схемы установки приемного шланга пылесоса и расположения ИК-датчика приводится на фото (рис. 2.8).

Обычный домашний пылесос предназначен для работы от сети переменного тока с напряжением 115 В. Для схемы, управляющей работой устройства с напряжением 115 В переменного тока, мы могли бы использовать МОП полевые транзисторы, однако, более простым способом будет использовать реле. Упрощенный чертеж электрической схемы реле приводится на рис. 2.9.

На приведенной схеме (см. рис. 2.9) реле состоит из одиночного переключателя, работой которого управляет магнитное поле, создаваемое током, протекающим в обмотке реле. Когда в управляющей обмотке реле ток не протекает, магнитное поле отсутствует, и общий вывод реле, Com, оказывается подключенным к выводу, обозначенному Н.З., что обозначает "нормально замкнутые контакты реле". Итак, при отсутствии тока в

обмотке реле существующее соединение между общим выводом и выводом Н.З. образует замкнутое, или включенное состояние нашего переключающего элемента, т. е. цепь между общим выводом и выводом Н.З. замкнута накоротко. Если же мы по обмотке реле пропустим ток, возникнет магнитное поле, которое переведет коромысло переключателя к Н.О. контактам. Н.О. означает "нормально разомкнутые контакты реле", иными словами, ток между общим контактом и нормально разомкнутыми контактами протекать не будет, когда ток в управляющей обмотке реле отсутствует. При протекании же тока по обмотке реле общий вывод реле оказывается соединенным с Н.О. контактами. Мы можем использовать реле для включения какого-нибудь устройства, подключив его к общему выводу и выводу Н.О. контактов, отключения какого-либо устройства, подключив его к общему выводу и выводу Н.З. контактов, либо переключать общий вывод реле между различными схемами.

Рис. 2.8

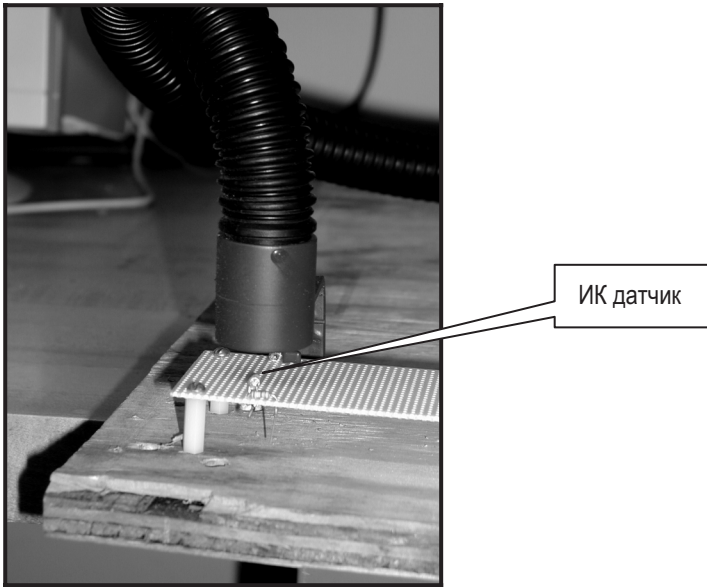
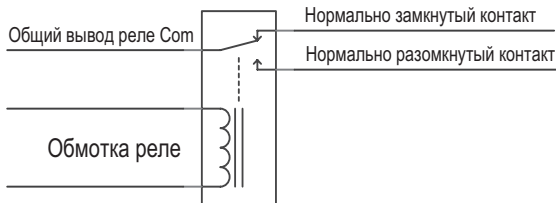


Рис. 2.9



Нам необходимо будет включать пылесос, который питается от сети переменного тока с напряжением 115 В. Основным состоянием пылесоса будет выключенное, поэтому, когда на реле не подается питание (по его обмотке не протекает ток) пылесос не должен быть подключен к сети питания. Когда же мы подаем питание на обмотку

реле, мы хотим подключить наш пылесос к сети питания с напряжением 115 В. Для этого мы будем использовать схему, приведенную на рис. 2.10.

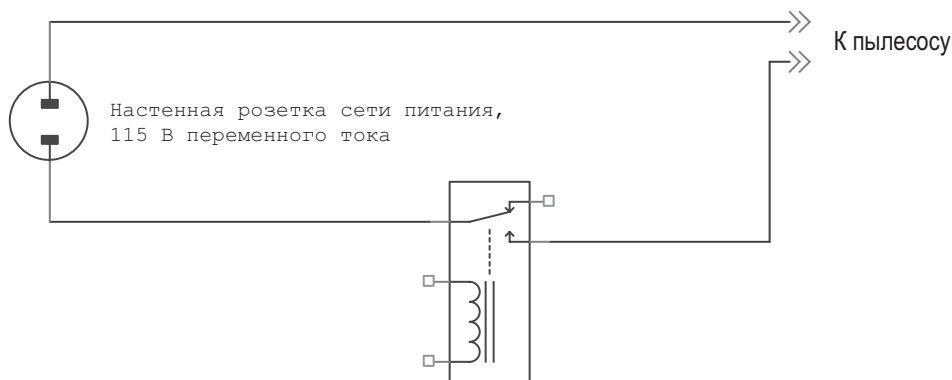


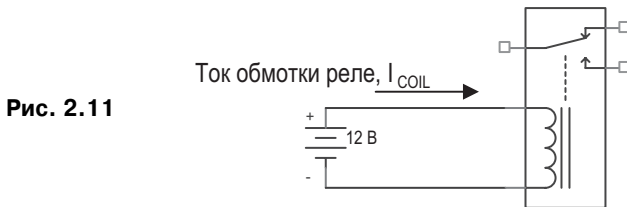
Рис. 2.10

С использованием этой схемы мы можем включать и выключать сетевое питание, подаваемое на наш пылесос. Когда мы выбираем реле, мы должны быть уверенными, что его переключающие контакты (общий вывод, Н.З. и Н.О. контакты) рассчитаны на ту нагрузку, которой мы собираемся управлять. В нашем случае нагрузку представляет вакуумный пылесос, и контакты должны быть рассчитаны на то, чтобы пропускать тот ток, который потребляет пылесос при работе. Существуют высоковольтные реле, реле, предназначенные для работы с сетевым переменным напряжением 115 В, а также низковольтные реле, предназначенные для коммутации цепей с рабочими напряжениями от 10 до 20 В. Реле также подразделяются на те, которые предназначены для работы в цепях переменного тока, и реле для цепей постоянного тока. При этом реле оказывается легче коммутировать цепи, по которым протекает переменный ток, по сравнению с цепями с постоянным током, так как в первых амплитуда переменного тока проходит через нулевое значение. Ток, протекающий по цепи постоянного тока, с другой стороны, будет продолжать протекать, поэтому для того, чтобы прервать его, необходимо разомкнуть контакты реле. Вы также сможете обратить внимание, что если у реле указаны номинальные значения параметров для контактов как для постоянного тока, так и для переменного, то номинальные значения для напряжений постоянного тока окажутся ниже, чем для напряжений переменного тока. Также для контактов указываются номинальные значения токов, определяющие их работоспособность. Когда вы выбираете реле, оно должно соответствовать по своим характеристикам требованиям нагрузки как по величине тока, так и по напряжению. Пылесос, которым я пользуюсь, предназначен для питания от сети с номинальным напряжением 115 В переменного тока, и при работе он потребляет ток 10 А.

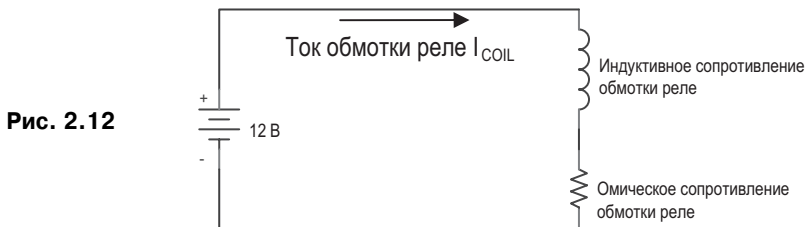
После того, как мы выбрали реле, контакты которого способны выдержать нашу нагрузку, мы должны рассмотреть проблему питания нашего реле. Обмотка реле также будет иметь собственные технические характеристики. Обмотки некоторых реле предназначены для питания напряжением переменного тока, а некоторых — для пи-

тания напряжением постоянного тока. Если обмотка реле предназначена для питания переменным током, то все, что необходимо сделать, так это подать на обмотку требуемое переменное напряжение с обусловленными значениями амплитуды и частоты. Обмотка реле будет потреблять тот ток, который указан в его техническом паспорте. Некоторые реле предназначены для работы от сетевого напряжения 115 В, а часть реле работает при более низких напряжениях переменного тока, например, при напряжении 12 В среднеквадратического значения, либо 24 В среднеквадратического значения. Такие напряжения обычно получают от трансформатора, который используется в вашей схеме для еще каких-нибудь целей.

Мы же будем использовать реле, управляющая обмотка которого будет питаться напряжением постоянного тока. Для питания обмотки мы должны использовать указанное в паспорте напряжение. Например, в схеме (рис. 2.11) мы будем использовать реле, напряжение питания обмотки которого составляет 12 В.



Обмотка реле будет потреблять ток, величина которого указана в его техническом паспорте. Реле представляет электромагнитный прибор, поэтому его обмотка в схемах обозначается в виде индуктивности, соответственно, она и ведет себя в цепи, как индуктивность. То есть, для постоянного тока она должна была бы представлять короткое замыкание, и в силу этого ток, протекающий по обмотке реле, I_{coil} становился бы бесконечно большим. Однако, почему же все-таки обмотка реле не представляет собой короткого замыкания для постоянного тока? Ответ весьма прост. До сих пор мы не упоминали, что обмотка представляет очень большое последовательно включенное сопротивление (определяемое омическим сопротивлением провода, которым она намотана — В.Г.), и именно это сопротивление ограничивает величину протекающего по ней тока. Эквивалентная схема обмотки представлена на схеме (рис. 2.12), на ней также указан источник питания с напряжением 12 В, питающий управляющую обмотку.



После того, как мы подадим на обмотку напряжение 12 В, и после того, как в ней завершатся все переходные процессы, ток будет определяться приложенным напряжением и величиной сопротивления обмотки. Производители реле обычно указывают в документации ток обмотки или ее сопротивление. Если вы знаете паспортное напряжение питания и сопротивление обмотки, то вы можете просто рассчитать величину тока, который должен будет протекать по обмотке. Как правило, мы рассчитываем цепь управления реле, как если бы его обмотка представляла омическое сопротивление.

Существует два очень существенных момента, о которых всегда надо помнить, имея дело с обмотками реле. Первый заключается в том, что сопротивление обмотки определяет величину постоянного тока, протекающего в обмотке. Второй заключается в том, что обмотка обязательно обладает индуктивным сопротивлением, а ток, протекающий через индуктивность, никогда не спадает моментально до нулевого значения. Для нейтрализации этой характерной особенности индуктивности мы будем использовать в схеме "шунтирующий" диод, точно так же, как мы делали это для схемы включения электроventилатора в примере с устройством, использующимся для задувания праздничных свечей.

Реле, которое я буду использовать, при питании от источника постоянного тока 5 В потребляет ток 185 мА. Мы будем включать и выключать напряжение, подаваемое на реле, с использованием биполярного транзистора, точно так же, как мы это делали в случае включения и выключения электроventилатора в примере, рассмотренном в проекте 1. Подробно расчет схемы включения и выключения электроventилатора рассматривался в разделе 1.4 книги. Электроventилатор питался напряжением 12 В и потреблял ток 150 мА. Подход к расчету в случае с реле точно такой же, за исключением того, что используется напряжение 5 В и ток составляет 185 мА, поэтому мы не будем повторять процедуру расчета в этом случае. Схема, управляющая работой реле, приводится на рис. 2.13.

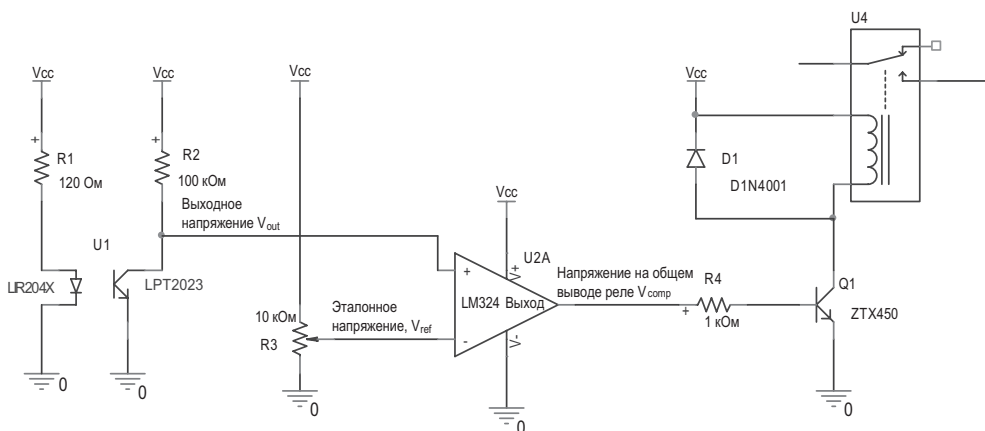


Рис. 2.13

Напряжение V_{cc} в схеме составляет 5 В. Диод D1 является "шунтирующим" диодом, который предназначен для того, чтобы сгладить (ограничить) броски индуктивного напряжения, которые могли бы возникнуть на выводах индуктивности при попытках мгновенно прервать ток, протекающий в обмотке реле. "Шунтирующий" диод ранее использовался в схеме, предназначенной для задувания праздничной свечи для того, чтобы ограничить броски индуктивного напряжения на обмотках электровентилятора при его выключении. Более подробное обсуждение роли "шунтирующего" диода см. в разделе 1.4.

2.5. Источник питания

Нам хотелось бы питать эту схемы от сети с напряжением 115 В, но в действительности для нее необходим источник питания с напряжением 5 В постоянного тока. Мы будем использовать автономный (подключаемый к сетевой розетке) источник постоянного тока, детальное описание которого приводилось в разделе 1.2. Полная схема источника питания приводится на рис. 2.14.

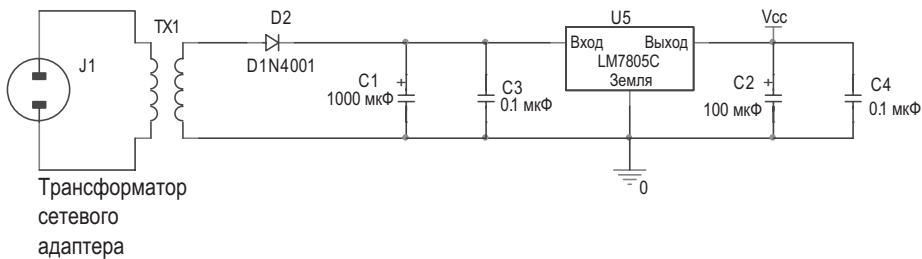


Рис. 2.14

В схеме используется понижающий трансформатор от сетевого адаптера, включаемого в настенную розетку, который преобразует переменное напряжение 115 В сети электропитания в переменное напряжение 12 В. Для преобразования переменного напряжения 12 В в постоянное мы используем однополупериодную схему выпрямления, которая характеризуется очень высоким уровнем пульсаций выпрямленного напряжения. Интегральная микросхема LM7805C является линейным стабилизатором, на вход которой подается постоянное напряжение с очень высоким уровнем пульсаций, а на выходе которой обеспечивается постоянное напряжение 5 В с очень малыми пульсациями. Вариант подобного источника питания с напряжением 12 В был очень подробно обсужден в разделе 1.2, поэтому здесь он более обсуждаться не будет.

2.6. Окончательный вариант всей схемы

Внешний вид устройства, предназначенного для отлова летающих насекомых, а также его полная схема представлены на рис. 2.15–2.16.

Рис. 2.15

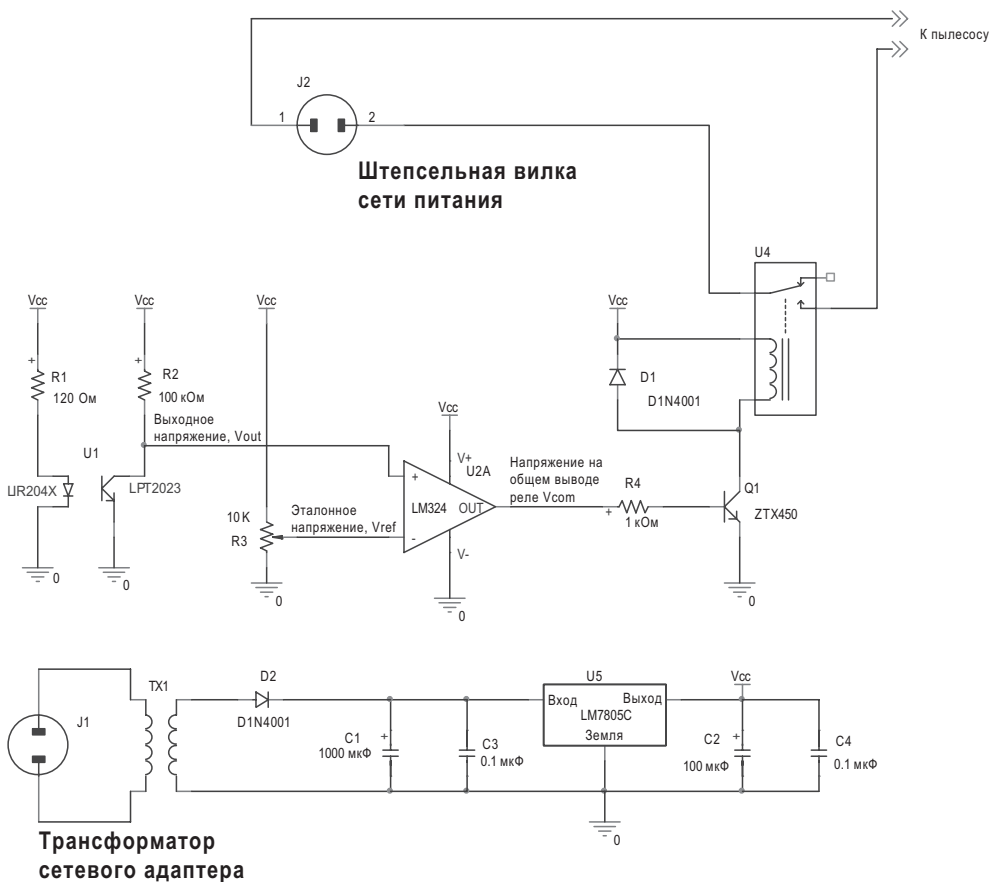
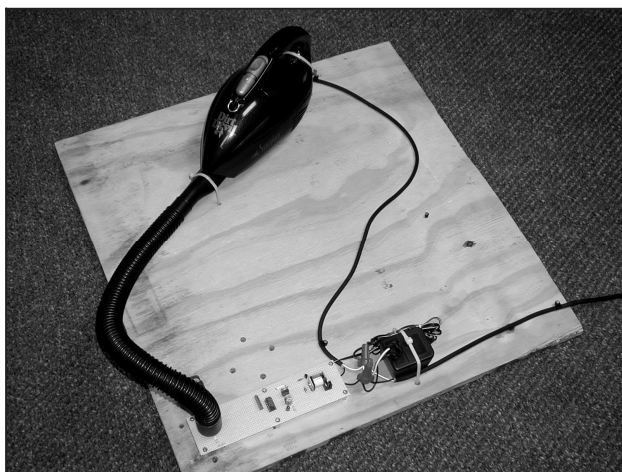


Рис. 2.16

Проект 3

Электроукалыватель Клингона

При использовании этой схемы вы преобразуете низковольтное синусоидальное напряжение в постоянное высоковольтное напряжение; подобные схемы получили общепринятое название умножителей напряжения. В области физики частиц высокой энергии эта схема также может фигурировать под названием ускорителя Кокрофта-Уолтона (Cockcroft-Walton), она может быть использована для получения очень высоких постоянных напряжений [5]. В нашем же случае мы получим выходное напряжение порядка 300 В при питании схемы от трансформатора, на вторичной обмотке которого напряжение составляет 24 В среднеквадратического значения.

Полностью данная схема приведена на рис. 3.1.

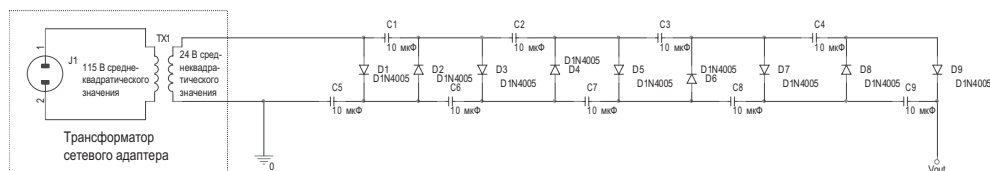


Рис. 3.1

Выходное напряжение трансформатора составляет 24 В среднеквадратического значения, сигнал имеет синусоидальную форму, частота составляет 60 Гц. Для данного конкретного случая мы можем рассматривать выходное напряжение трансформатора в качестве сигнала, полученного от источника идеального синусоидального напряжения, амплитудное значение которого составляет порядка 34 В. Так уж случилось, что детальный анализ работы этой схемы очень сложен, поэтому мы постараемся упростить его и принять для этого, что на вход нашей схемы поступает напряжение не синусоидальной, а прямоугольной формы, но с точно такой же амплитудой, что и синусоидальный сигнал, имеющийся на выходе трансформатора (рис. 3.2).

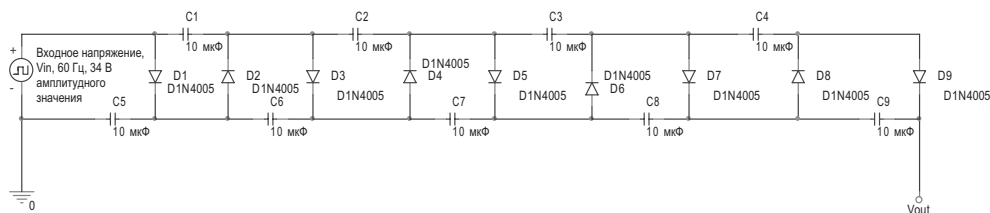
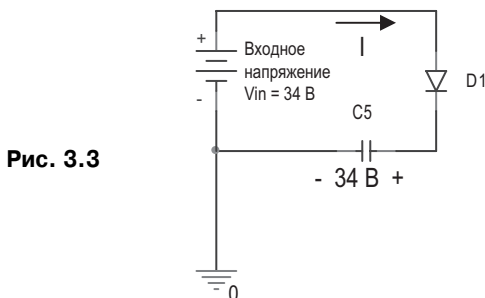
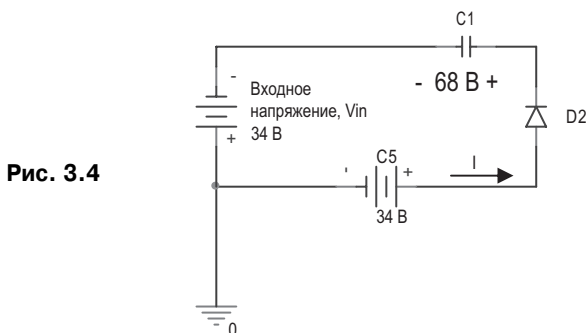


Рис. 3.2

Анализ начнем с предположения, что все конденсаторы в схеме полностью разряжены, а диоды обладают идеальными характеристиками. Когда входное напряжение, V_{in} , соответствует максимальному и положительному значению, к диоду D1 будет приложено прямое напряжение, а все остальные диоды будут закрыты. Мы получим схему, приведенную на рис. 3.3.



Ток I будет протекать в схеме в направлении, отмеченном стрелкой, а конденсатор C5 зарядится до напряжения 34 В. Когда полярность входного напряжения в следующий полупериод изменится на противоположную, напряжение составит -34 В, все диоды, за исключением диода D2, окажутся закрытыми. На минутку предположим, что емкость конденсатора C5 много больше емкости конденсатора C1, $C5 \gg C1$, тогда конденсатор C5 будет вести себя как источник постоянного напряжения 34 В. Мы получим схему, приведенную на рис. 3.4.

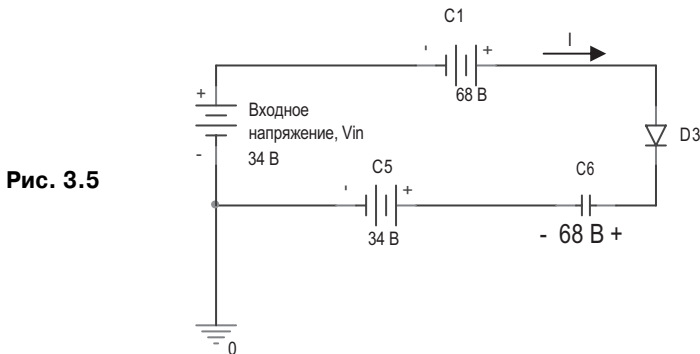


Если бы емкость конденсатора C5 действительно была намного больше емкости конденсатора C1, то тогда конденсатор C1 зарядился бы до напряжения 68 В, как показано на схеме. В нашей схеме емкости конденсаторов C5 и C1 равны, поэтому в реальности конденсатор C5 не будет себя вести как источник напряжения. Что же на самом деле происходит, так это то, что ток действительно протекает в указанном направлении и заряд переходит от конденсатора C5 к конденсатору C1. Так как заряд уходит с обкладок конденсатора C5, напряжение на нем будет уменьшаться. Так как заряд поступает на обкладки конденсатора C1, напряжение на нем начнет возрастать. Итак, после первого периода напряжение на конденсаторе C1 окажется меньше, чем 68 В, а напряжение на конденсаторе C5 будет меньше, чем 34 В. В течение следующе-

го периода во время действия положительной полуволны напряжение на конденсаторе C5 опять восстановится до значения 34 В. Во время прохождения отрицательной полуволны заряд опять начнет перемещаться с конденсатора C5 на обкладки конденсатора C1. Напряжение на конденсаторе C1 возросло в течение первого периода, и опять несколько возросло в течение второго периода, напряжение же на конденсаторе C5 опять уменьшилось по сравнению с первоначальным значением 34 В; однако, оно уменьшилось не так значительно, как это произошло в течение первого периода, так как разница в величинах напряжений в цепи перед тем как заряд начал передаваться от одного конденсатора ко второму, окажется меньше, чем она была в первом периоде, и величина заряда, переданного с обкладок конденсатора C5 на обкладки конденсатора C1, окажется меньше, чем величина заряда, переданного в предыдущем периоде.

Мы видим, что в течение действия каждой положительной полуволны каждого периода напряжение на конденсаторе C5 восстанавливается до значения 34 В. Вместе с этим, в течение действия каждой отрицательной полуволны каждого периода часть заряда с конденсатора C5 передается на обкладки конденсатора C1. Так как отсутствуют цепи, по которым мог бы осуществляться разряд конденсатора, то за время нескольких периодов конденсатор C1, без всяких сомнений, зарядится до напряжения 68 В.

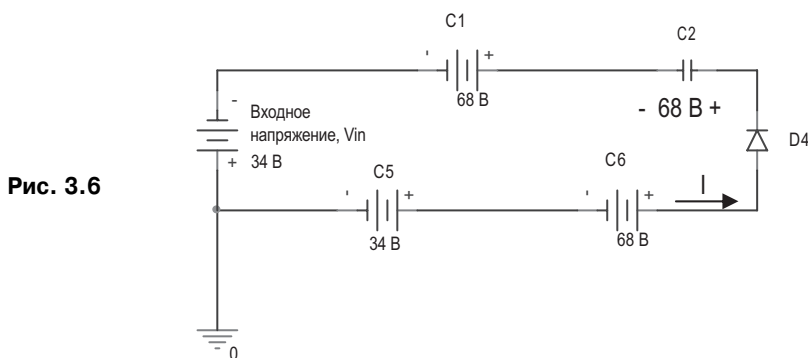
Далее, давайте предположим, что емкости конденсаторов C5 и C1 значительно больше емкости конденсатора C6, и они действуют как источники напряжения. Во время действия положительной полуволны на входе схемы диод D3 будет открыт, и мы получим упрощенную схему, приведенную на рис. 3.5.



Для случая, когда емкости конденсаторов C1 и C5 значительно больше емкости конденсатора C6 (т. е. $C1$ и $C5 \gg C6$), конденсатор C6 зарядится до напряжения 68 В, как показано на схеме. В действительности все это не совсем так, поскольку емкости всех конденсаторов равны между собой. Что в действительности произойдет, так это то, что в направлении, указанном стрелкой, начнет протекать ток, и с обкладок конденсатора C1 на обкладки конденсатора C6 начнет передаваться заряд. Итак, напряжение на конденсаторе C1 начинает уменьшаться, а напряжение на конденсаторе C6 начинает возрастать. В течение положительной полуволны периода напряжение на конденсаторе C5 опять восстановится до значения 34 В при протекании тока че-

рез диод D1 (на схеме (см. рис. 3.5) он опущен). Во время действия отрицательной полуволны заряд передается с обкладок конденсатора C5 на обкладки конденсатора C1 и восстанавливает напряжение на конденсаторе C1. Для данной цепи, состоящей из трех конденсаторов, заряд передается с входных клемм на конденсатор C5. Затем заряд передается с конденсатора C5 на конденсатор C1. И окончательно заряд с конденсатора C1 передается на конденсатор C6. Для того, чтобы напряжение на конденсаторах C1 и C6 достигло значения 68 В, потребуется несколько периодов, потому что тот заряд, который первоначально передавался с входных клемм схемы, делился между конденсаторами C1, C5 и C6.

Далее, давайте примем, что емкости конденсаторов C5, C6 и C1 достаточно большие по сравнению с емкостью конденсатора C2, и что они могут действовать, как источники напряжения. Во время действия на входе схемы положительной полуволны диод D4 будет открыт, и мы получим упрощенную схему, приведенную на рис. 3.6.



Используя точно такие же рассуждения, что и ранее, мы получим, что через несколько периодов напряжение на конденсаторе C2 достигнет значения 68 В. Заряд будет передаваться с конденсаторов C5 и C6 на конденсаторы C1 и C2 по многочисленным цепям. Одной из таких цепей является цепь, приведенная на схеме (см. рис. 3.6). Существует, однако, и вторая цепь, которая передает заряд с конденсатора C5 на конденсатор C1 через диод D2, но на схеме (см. рис. 3.6) она не изображена.

Анализ действительных процессов оказывается намного сложнее, чем мы только что рассмотрели, так как происходит перераспределение зарядов из-за того, что входной сигнал имеет на самом деле синусоидальную форму, а также из-за наличия многочисленных цепей, по которым проходит заряд. Однако, мы можем сделать вывод, что если амплитуда входного синусоидального сигнала имеет значение V_x , то тогда конденсатор C5 также заряжается до напряжения V_x , а каждый из остальных конденсаторов заряжается до напряжения $2 \cdot V_x$ (рис. 3.7).

Выходное напряжение определяется как разность потенциалов между выводом V_{OUT} и землей, поэтому для изображенной схемы выходное напряжение составит $V_{OUT} = 9V_x$. При использовании трансформатора с напряжением вторичной обмотки 24 В среднеквадратического напряжения, у которого амплитудное напряжение $V_x = 34$ В, выходное напряжение рассмотренной нами схемы составит примерно 306 В постоянно.

го тока. Следует отметить, что мы можем циклически наращивать данную схему, поэтому существует возможность на практике получить напряжение, значительно превышающее рассмотренное в нашем примере значение 306 В.

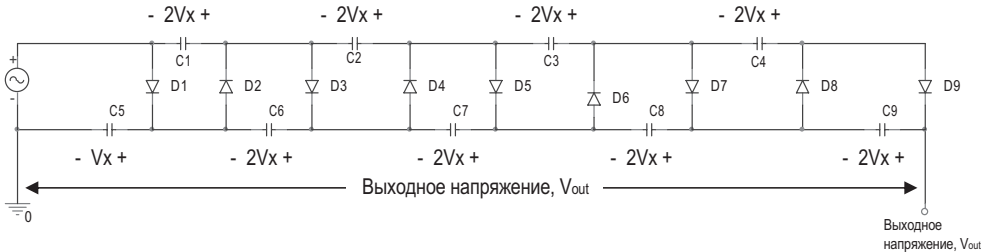


Рис. 3.7

Для того, чтобы заряд достиг обмоток конденсатора C9, требуется время, равное одному-двум полным периодам изменения синусоидального сигнала, а из-за распределения заряда между несколькими конденсаторами одновременно необходимо время, равное нескольким периодам, чтобы напряжение на каждом конденсаторе достигло значения $2V_x$. Для того чтобы оценить реальное время, необходимое для заряда конденсаторов всей схемы, мы воспользуемся программами моделирования процессов, ориентированными на интегральные микросхемы, программами PSpice. График зависимости увеличения выходного напряжения схемы приводится на рис. 3.8.

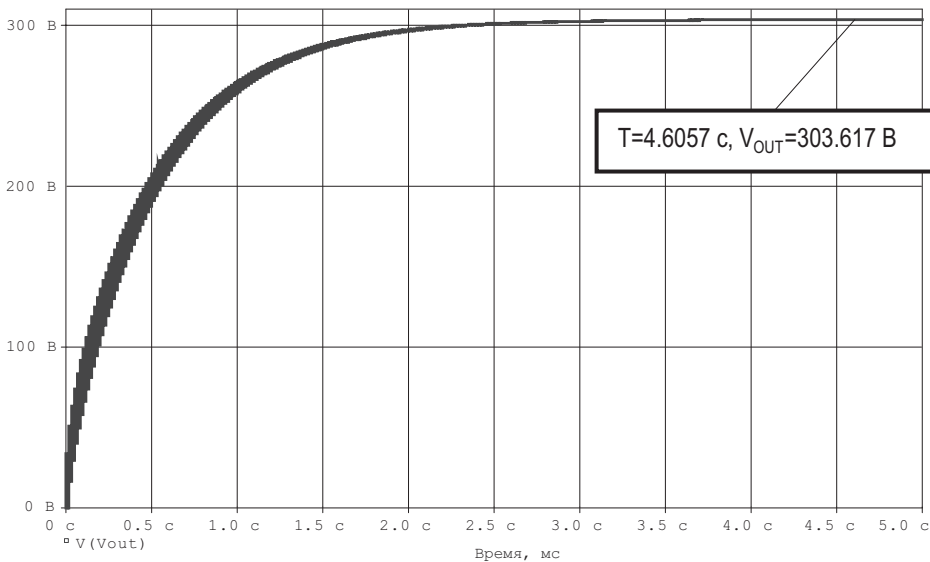


Рис. 3.8

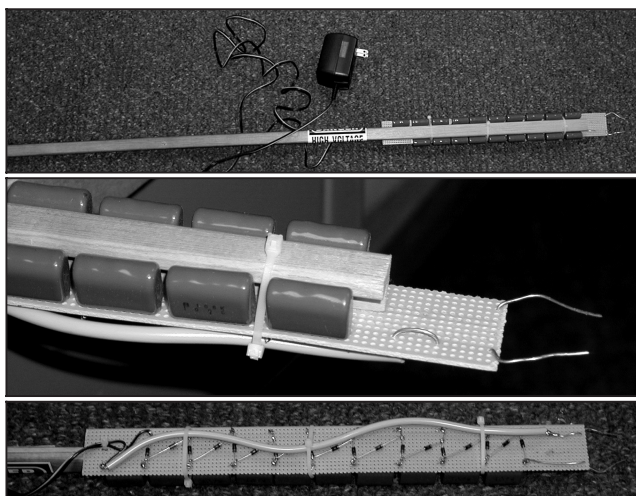
Результаты расчета показывают, что выходное напряжение достигает установившегося значения примерно через 3 секунды, а величина напряжения составляет 304 В.

Теперь осталось сделать только некоторые замечания относительно данной схемы. Так, для того чтобы конденсаторы схемы полностью зарядились, требуется достаточ-

но большое время, не стоит ожидать, что от нее можно будет непрерывно питать нагрузку, потребляющую высокую мощность. Подключение нагрузки, имеющей сопротивление 300 кОм, сразу же снижает выходное напряжение схемы до значения примерно 230 В. Так как данная схема очень чувствительна к величине тока нагрузки, необходимо использовать конденсаторы с очень малыми токами утечки. Если вы помните, для моделирования процессов, связанных с током утечки в конденсаторе, в его эквивалентной схеме замещения можно использовать резистор, включенный параллельно клеммам конденсатора [6]. Если же вы используете электролитические конденсаторы, которые характеризуются очень высокими токами утечки, то используемые для воспроизведения токов утечки, параллельно включаемые каждому конденсатору резисторы, вели бы себя совершенно так же, как сопротивление нагрузки, которое стремится уменьшить величину выходного напряжения схемы. Поэтому для достижения высоких технических параметров схемы необходимо использовать конденсаторы с малыми токами утечки, например, керамические конденсаторы, или же конденсаторы с диэлектриком из полиэстера.

Теперь о том, почему, собственно, я в заголовке проекта о данной разработке использовал название "электроукалыватель Клингона (Klinton)TM". Структура данной схемы предполагает, что ее компоненты будут размещаться на длинной и достаточно узкой плате. Когда я собирал ее, я разместил их на длинной линейке, или палочке, если угодно, с двумя электродами на конце. Вы разряжаете конденсаторы схемы, прикоснувшись концевыми электродами к проводящей поверхности. Если материал, к которому вы прикасаетесь, имеет достаточно низкое удельное сопротивление, то при прикосновении проскочит яркая и мощная искра. Форма и мощность разряда (искры) напомнили мне электроукалыватель Клингона (Klinton), показанный в научно-фантастическом телесериале "Звездный путь: Следующее поколениеTM". Внешний вид моей разработки приводится на фото, размещенном на рис. 3.9. В схеме использовано 19 конденсаторов, выходное напряжение составляло порядка 600 В.

Рис. 3.9

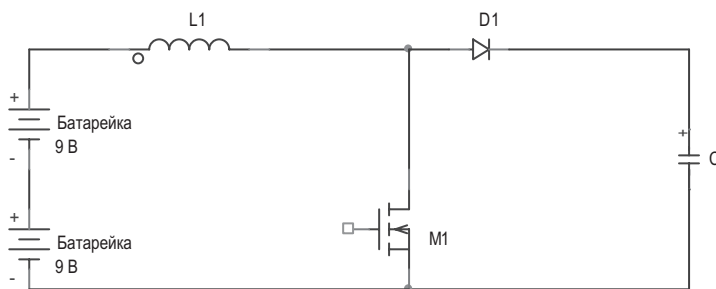


Проект 4

Оглушающее электрошоковое устройство (преобразователь, повышающий напряжение с 18 до 1 000 В)

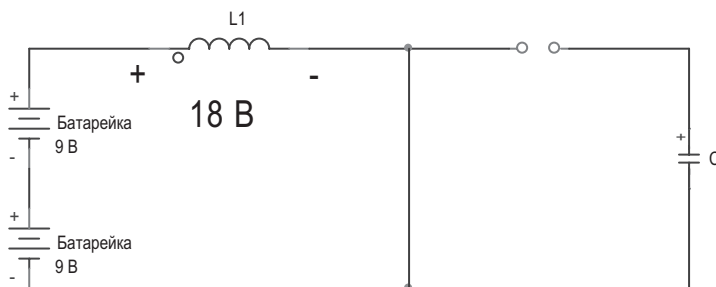
Данная схема представляет повышающий напряжение коммутируемый (или импульсный) преобразователь, который повышает напряжение двух, последовательно включенных батареек, имеющих напряжение по 9 В каждая, до постоянного напряжения, достигающего почти 1 000 В. Принципиальная схема приводится на рис. 4.1.

Рис. 4.1



МОП полевой транзистор, обозначенный на схеме как M1, мы будем использовать в качестве переключателя. Когда ключ замкнут, напряжение 18 В оказывается приложенным к дросселю L1. На диод в этом случае подается обратное напряжение, так как для рассматриваемой схемы напряжение на конденсаторе должно быть положительным (рис. 4.2).

Рис. 4.2



Необходимо вспомнить, что основное уравнение, связывающее ток I_L , протекающий в дросселе, и напряжение V_L н, имеет вид:

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt}.$$

Мы можем решить данное уравнение относительно тока I_L , протекающего через дроссель:

$$I_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^t V_L(t) dt + I_L(0)$$

Для рассматриваемой цепи величина напряжения $V_L(t)$ является постоянной и равной 18 В. Мы будем считать, что начальные условия на дросселе соответствуют нулевым, т. е. ток в начальный момент времени $I_L(0) = 0$. В области, связанной с расчетом импульсных источников питания, это означает, что рассматриваемый преобразователь, повышающий напряжение, работает в импульсном режиме [7]. Используя указанные граничные условия, наше уравнение преобразуется к виду:

$$I_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^t V_L(t) dt + I_L(0) = \frac{1}{L} \int_0^t (18 \text{ В}) dt = \frac{18 \text{ В}}{L} t.$$

Данное выражение является уравнением, описывающим прямую линию, наклон которой определяется членом $(18 \text{ В}/L)$. Таким образом, когда ключ замкнут, ток в дросселе будет нарастать линейно. Пример, показывающий изменение тока, для схемы, в которой используется дроссель, имеющий индуктивность 1 мГн, показан на рис. 4.3.

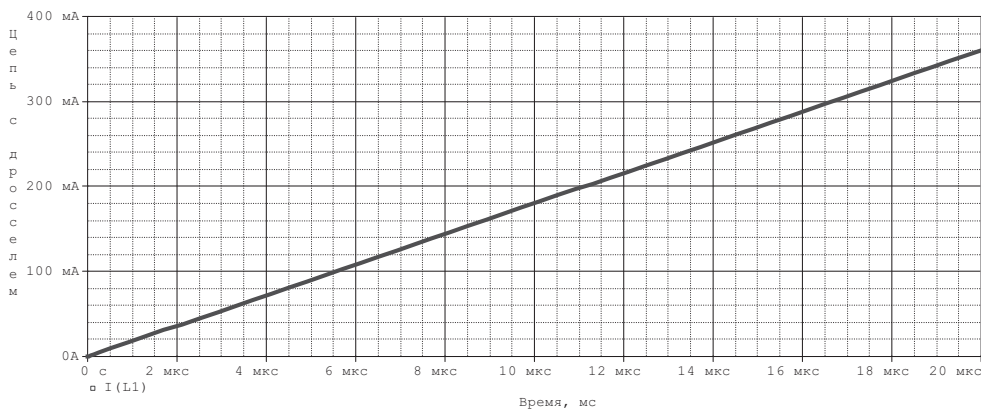


Рис. 4.3

Когда переключатель замкнут, ток в контуре протекает так, как показано стрелкой на схеме (рис. 4.4).

В любой момент времени количество энергии E_L , запасенной в дросселе, составляет $E_L = 0,5 L I^2$. Когда же мы размыкаем ключ, ток, протекающий в дросселе, не может измениться мгновенно, поэтому он будет продолжать протекать через диод и конденсатор (рис. 4.5).

Рис. 4.4

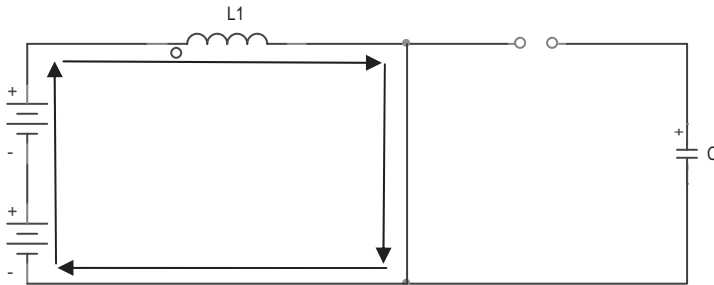
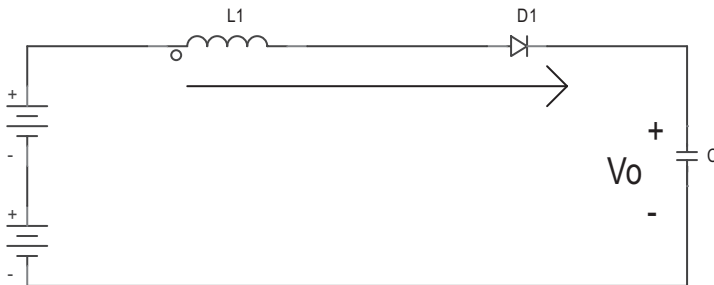


Рис. 4.5



Этот ток изменяет напряжение V_0 на конденсаторе, причем его полярность будет соответствовать изображенной на схеме. Энергия, которая была запасена в виде магнитной энергии в дросселе ($E_L = 0,5 LI^2$), преобразуется в энергию электрического поля, запасаемую в конденсаторе ($E_C = 0,5 CV^2$). Для того чтобы запаста эту поступающую в конденсатор энергию, его напряжение должно увеличиться.

Каждый раз, когда мы замыкаем ключ, электрическую энергию из батареек в виде протекающего по цепи тока мы запасаем в дросселе в виде магнитной энергии. Когда мы размыкаем ключ, энергия передается из дросселя в конденсатор. Если мы повторим данный процесс, мы переместим часть энергии от батареек в конденсатор; для того, чтобы в конденсаторе запаслась дополнительная поступающая энергия, напряжение на нем должно возрасти еще больше.

Единственная проблема, которой мы до сих пор еще не касались, заключается в том, что когда ключ размыкается, и дроссель начинает разряжаться на конденсатор, напряжение на дросселе меняет свой знак и ток дросселя уменьшается. Для того чтобы обсудить все это детальнее, мы рассмотрим пример. Предположим, что напряжение на конденсаторе составляет 50 В, а ключ замкнут, как это показано на рис. 4.6.

Диод закрыт, так как на него подано обратное напряжение 50 В. На дросселе мы имеем постоянное напряжение V_L , равное 18 В, и ток будет возрастать линейно, так как его величина определяется выражением:

$$I_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^t (18 \text{ В}) dt$$

Когда ключ размыкается, ток должен будет продолжать протекать через диод прямо в конденсатор. Мы будем считать, что диод является идеальным прибором, поэтому

при включенном состоянии мы имеем право заменить его проводником. Итак, когда ключ разомкнут и ток протекает через диод, мы получим следующую схему (рис. 4.7):

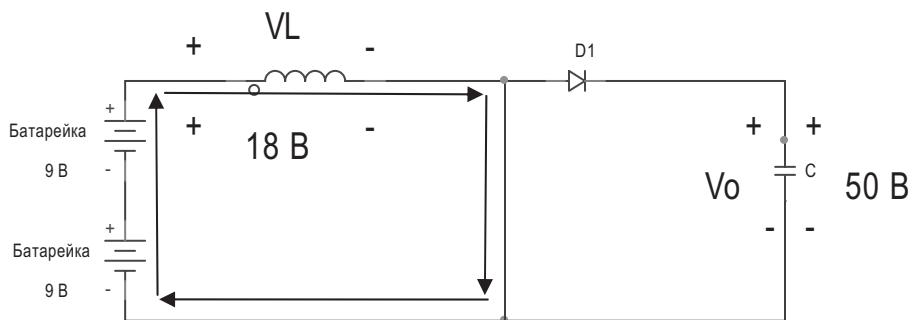


Рис. 4.6

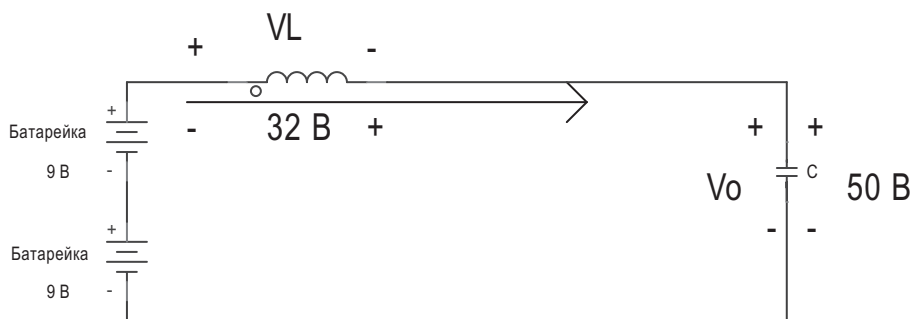


Рис. 4.7

Так как диод смещен в прямом направлении, то дроссель оказывается включенным между конденсатором и батарейками. Складывая напряжения в контуре, получаем, что напряжение на дросселе $V_L = -32$ В. Уравнение для расчета тока, протекающего через дроссель, такое же, что и раньше, за исключением того, что знак напряжения отрицательный, поэтому тенденция изменения величины будет снижающейся, а не возрастающей. Итак, когда мы замыкаем ключ, ток дросселя в начальный момент времени имеет нулевое значение и линейно возрастает, увеличение пропорционально наклону прямой, описываемой уравнением $(18 \text{ В}/L)$. Когда ключ размыкается, напряжение на дросселе изменяется до значения, равного -32 В, а ток начинает линейно снижаться, причем наклон, характеризующий уменьшение, описывается соотношением $(-32 \text{ В}/L)$. В общем случае, когда ключ размыкается, напряжение на дросселе изменяется до значения, определяемого соотношением $(18 \text{ В} - V_0)$, а ток будет линейно снижаться пропорционально выражению $(18 \text{ В} - V_0)/L$.

Графики, приведенные на рис. 4.8, показывают происходящий процесс во времени. Прежде всего, мы покажем характер изменения тока, протекающего через дроссель, и изменения напряжения для приведенной схемы (см. рис. 4.8). Напряжение на конденсаторе фиксировано и имеет величину примерно 50 В.

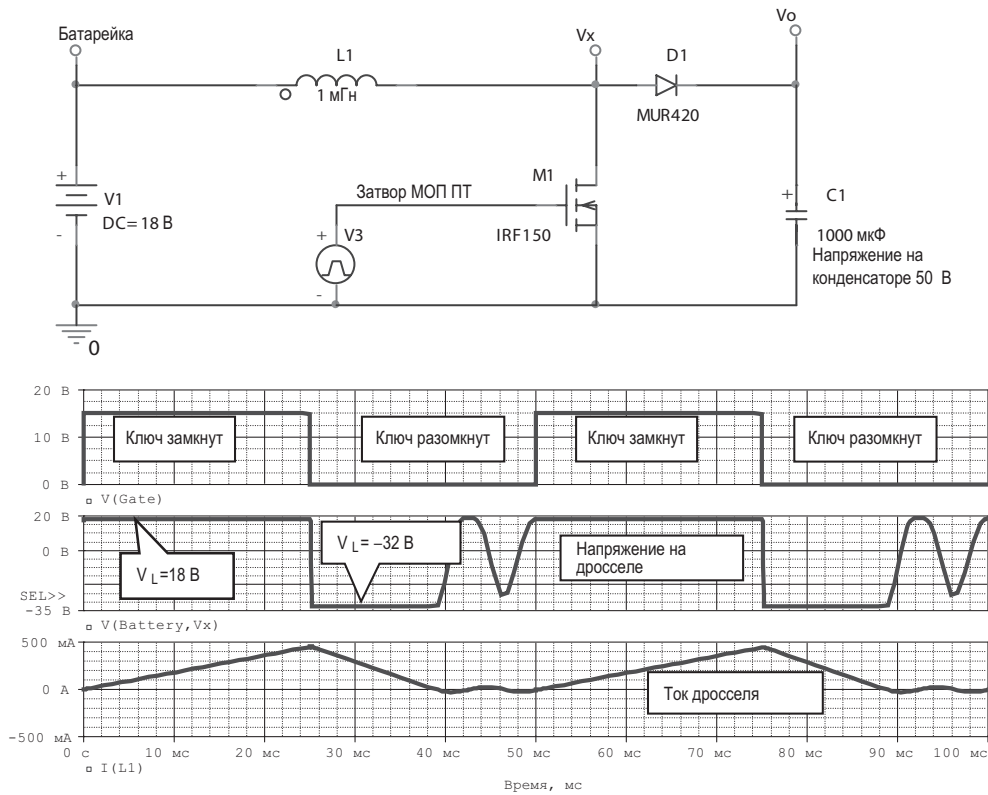


Рис. 4.8

Мы видим, что когда напряжение на дросселе положительное, ток дросселя возрастает. Когда напряжение на дросселе отрицательное, ток дросселя снижается. Также мы видим, что когда ток, протекающий через дроссель, достигает нулевого значения, то он изменяет направление. Это происходит потому, что, как диод, так и ключ, оба разомкнуты, и напряжение на дросселе может свободно изменяться в достаточно широких пределах.

Далее, продолжим рассмотрение при условии, что напряжение на конденсаторе составляет 50 В, выполним моделирование происходящих процессов за время, равное нескольким периодам, и будем наблюдать увеличение напряжения на конденсаторе. Мы будем использовать точно такую же схему, но с меньшей величиной емкости конденсатора (рис. 4.9, поэтому напряжение может увеличиваться с более высокой скоростью. Конденсатор с большой емкостью также будет работоспособным в нашей схеме, но при его использовании понадобится большее количество циклов заряда-разряда, чтобы напряжение на его обкладках достигло такой же величины. Чтобы наблюдать нарастание напряжения за несколько периодов в процессе моделирования, мы будем использовать конденсатор с емкостью 100 нФ.

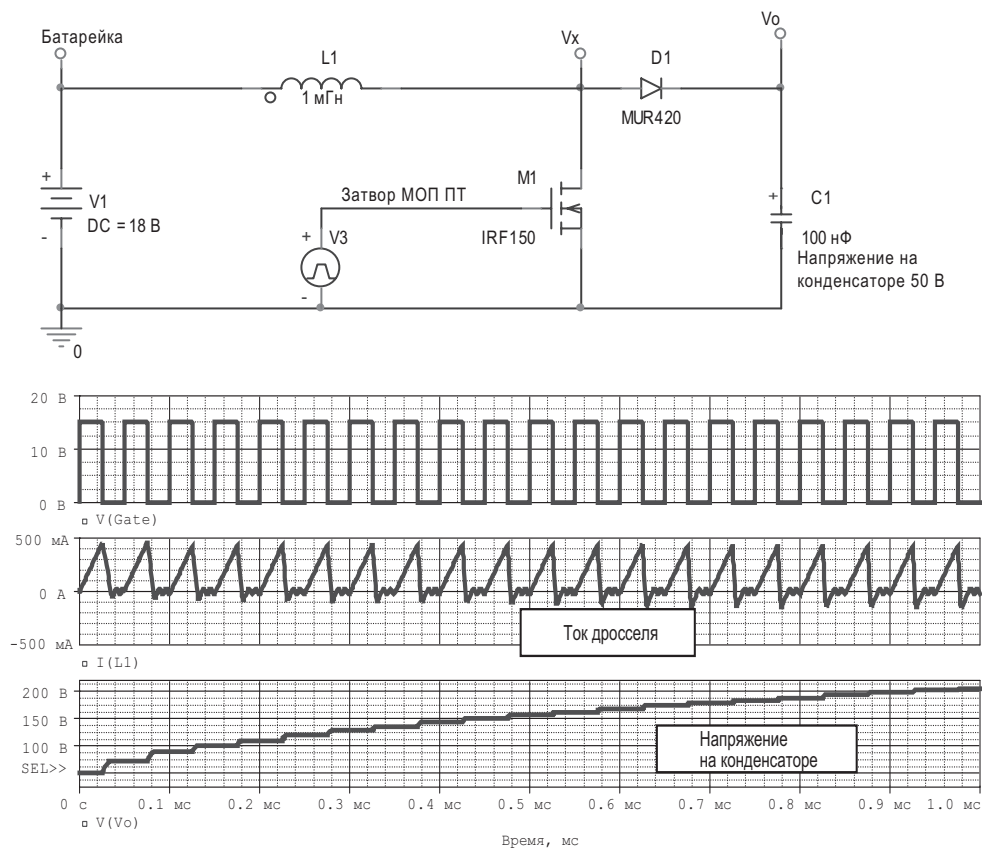


Рис. 4.9

Мы видим, что напряжение на конденсаторе возрастает каждый раз, когда энергия передается к нему. Для того чтобы рассмотреть процессы более детально, мы увеличим масштаб изображения по оси времени (4.10).

Если бы мы имели схему с элементами, обладающими идеальными характеристиками, мы могли бы повторять рассмотренный процесс бесконечно долго и получить бесконечно большое напряжение. В реальной жизни все элементы имеют ограничения по допустимым значениям напряжений и токов. На практике максимальное значение выходного напряжения ограничено предельными значениями напряжений, допустимых для компонентов схемы, которые мы используем для создания нашей схемы. Максимальное выходное напряжение в процессе нашего компьютерного моделирования ограничено характеристиками диода MUR420, для которого допустимое обратное напряжение составляет 200 В. Если мы продолжим процесс компьютерного моделирования дальше, то обратное напряжение на диоде окажется больше допустимого значения в 200 В. В этот момент диод окажется пробитым, и поэтому далее в схеме не будет существовать условия разомкнутого ключа.

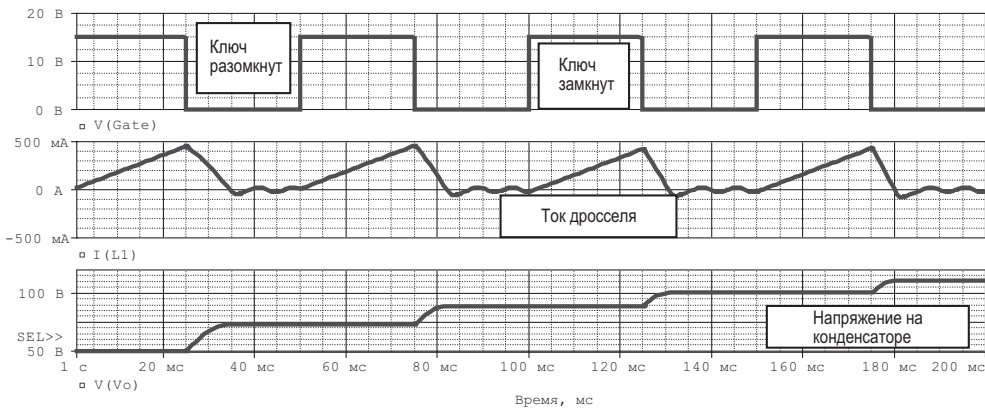


Рис. 4.10

4.1. Полная схема

Полностью схема приводится на рис. 4.12. Мы кратко обсудим назначение дополнительных элементов, о которых до сих пор не упоминали.

- Резистор R3 и диод D2 формируют цепь светового индикатора. СИД загорается, когда преобразователь включен. (Это очень существенная деталь для схемы, напряжение в которой достигает 1 000 В!).
- Используемый в схеме диод, D1, UF1007 интересен тем, что его обратное пробивное напряжение составляет 1 000 В. Данный диод аналогичен диоду 1N1007 за исключением того, что он характеризуется очень высокой скоростью переключения. Диод же 1N1007 является "выпрямляющим" диодом, что означает, что он предназначен для работы в цепях, частота сигнала в которых не превышает, как правило, 60 Гц. Наш же увеличивающий напряжение преобразователь характеризуется частотой переключения 20 кГц, следовательно, время выключения диода D1 должно составлять несколько микросекунд. Поэтому необходимо использовать диод с очень малым временем переключения.
- В соответствии с расчетами выходное напряжение в нашей схеме должно достигать 1 000 В. Конденсатор с наибольшим значением емкости в 1 мкФ, который мы только смогли обнаружить, имел рабочее напряжение 630 В. Если мы включаем два конденсатора, имеющих емкость 1 мкФ, последовательно, напряжение постоянного тока на этих конденсаторах не распределяется точно поровну, так как каждый конденсатор обладает собственным значением сопротивления тока утечки, которое можно представить в виде резистора, включенного параллельно обкладкам конденсатора. Сопротивления утечки двух конденсаторов никогда не будут точно равны друг другу, а напряжения на этих конденсаторах будут распределяться пропорционально значениям сопротивлений утечки, а не значениям емкости. Для того, чтобы напряжения разделились по двум конденсаторам точно поровну, мы добавили внешние выравнивающие напря-

- жения резисторы R_1 , R_2 , R_4 , R_5 и R_6 , которые предназначены для того, чтобы поделить напряжение между конденсаторами C_1 и C_4 точно поровну.
- Интегральная микросхема UC3525A является управляющей, осуществляющей регулирование процессами переключения, выполняемыми МОП полевыми транзисторами, методом широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Напряжение V_{sig} представляет падение напряжения на резисторе R8. Используя соответствующее выражение для делителя напряжений, можно рассчитать, что напряжение V_{sig} будет примерно равно выходному напряжению, поделенному на коэффициент 350. Данное напряжение V_{sig} подается обратно на управляющую микросхему UC3525A. Когда выходное напряжение достигает достаточно высокого значения, процесс переключения полевыми транзисторами прекращается и напряжение на конденсаторах C_1 и C_5 более не возрастает. Если выходное напряжение падает ниже некоторого порогового значения, процесс переключения опять возобновляется, и выходное напряжение опять увеличивается до установленного высоковольтного значения.

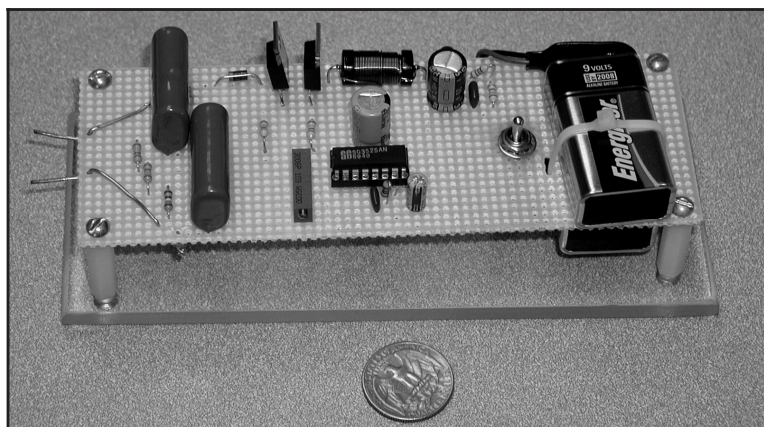
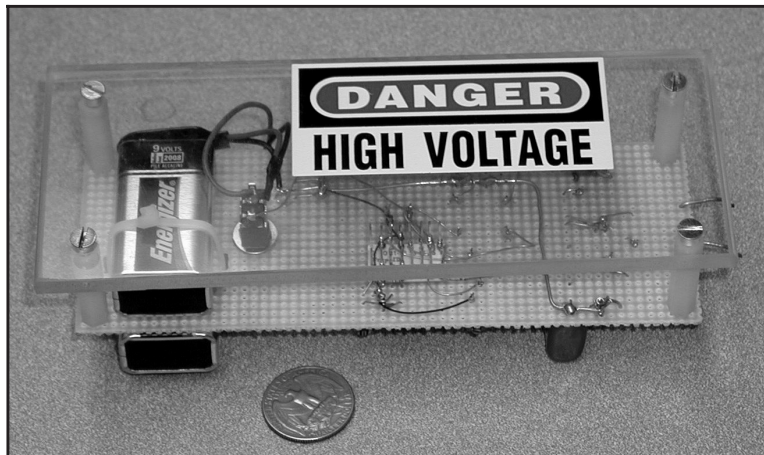


Рис. 4.11



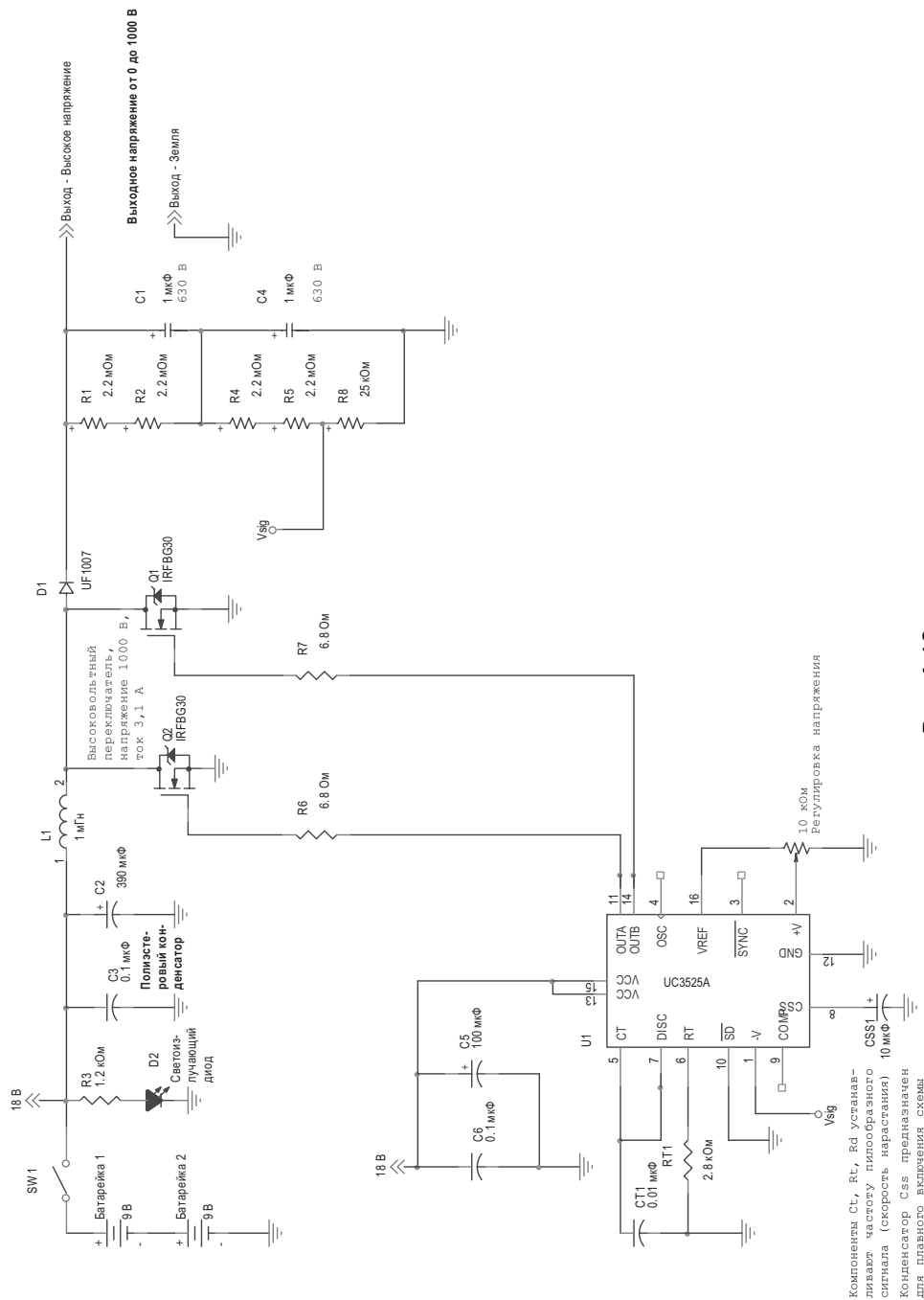


Рис. 4.12

Проект 5

Регулировка скорости вращения двигателя постоянного тока

Областью электроники, которая приобретает все большее и большее значение, становится силовая электроника, когда мы имеем возможность управлять большими потоками энергии, используя для этого низковольтные и маломощные сигналы. Силовая электроника включает преобразователи напряжения постоянного тока в другое по величине напряжение постоянного тока, преобразователи напряжения постоянного тока в напряжение переменного, схемы управления электродвигателями, устройства для заряда аккумуляторных батарей, а также большое количество устройств иного предназначения. Преобразователи напряжения постоянного тока преобразуют неизменное по величине напряжение, либо же напряжение постоянного тока (выпрямленное), в напряжение постоянного же тока, но характеризующееся совершенно другим значением. Примером подобного преобразования может служить схема, описанная в проекте 4, в которой напряжение двух элементов питания, равное 18 В, увеличивалось до напряжения 1 000 В. Преобразователь напряжения постоянного тока в переменное напряжение преобразует постоянное по величине напряжение в сигнал, амплитуда напряжения которого изменяется во времени по какому-нибудь закону, переходя в течение периода от положительного к отрицательному значению, чаще всего это сигналы, имеющие синусоидальную или прямоугольную форму. Примером может служить источник бесперебойного питания¹. Некоторые модели источников бесперебойного питания преобразуют постоянное напряжение 12 В в переменное напряжение 115 В среднеквадратического значения, имеющее прямоугольную форму. Более дорогие модели источников бесперебойного питания преобразуют невысокое по величине постоянное напряжение, получаемое от аккумуляторных батарей, в переменное напряжение 115 В среднеквадратического значения, имеющее синусоидальную форму.

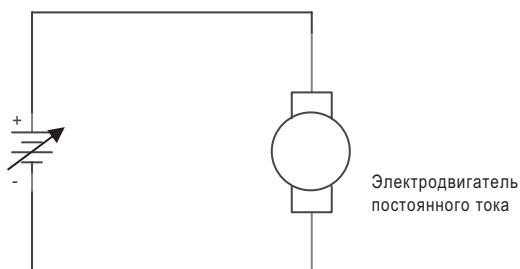
В этом проекте мы рассмотрим в качестве примера применения силовой электроники схему управления скоростью вращения электродвигателя. Пример схемы, рассмотренной здесь, может быть использован для управления работой небольшим электродвигателем, установленным в детской игрушке с дистанционным управлением,

¹ Все чаще в отечественной технической литературе начинает использоваться англоязычная аббревиатура, UPS — Прим. перев.

либо двигателем электромотоцикла, который способен развивать пиковую мощность более 100 кВт.

Предположим, что у нас имеется электродвигатель постоянного тока, скоростью вращения ротора которого нам хотелось бы управлять. Двигатель, как указано на его заводской табличке, должен питаться напряжением 200 В. Величина тока, который потребляет электродвигатель, определяется той механической нагрузкой, которая приложена к его вращающемуся валу. Скорость же вращения вала электродвигателя определяется величинами приложенной механической нагрузки и напряжения питания. Для данного примера предположим, что величина механической нагрузки остается неизменной. Для того чтобы изменять скоростью вращения вала, нам необходимо всего лишь изменять величину постоянного напряжения, подаваемого на двигатель. Таким образом, мы можем управлять скоростью вращения электродвигателя, используя источник постоянного тока с изменяемым выходным напряжением (рис. 5.1).

Рис. 5.1



Этот метод может быть применим для электродвигателя малой мощности и питающегося небольшим по величине напряжением. Не представляет сложности собрать источник постоянного тока с изменяющимся выходным напряжением, используя для этих целей стабилизатор напряжения на базе интегральной микросхемы LM317. Следует отметить при этом, что линейные стабилизаторы напряжения очень неэффективны, и очень большая доля мощности батареек будет теряться в виде тепла, рассеиваемого линейным стабилизатором. Предположим, что наш электродвигатель работает при пиковом значении напряжения 200 В и нам (при нашей нагрузке) необходим ток 600 А. Создание источника постоянного тока с изменяющимся выходным напряжением и имеющим подобные параметры представляется далеко не тривиальной задачей. (Выражусь точнее, такая оценка является явным преуменьшением сложности задачи!) При этом оказывается гораздо проще создать на базе кислотных аккумуляторных батарей источник питания с фиксированным значением постоянного выходного напряжения, который может питать нагрузку напряжением 200 В при потребляемом токе 600 А. Итак, как же мы создадим источник с фиксированным значением напряжения и каким образом будем отводить от него изменяемое по величине напряжение, необходимое для питания нашего электродвигателя?

5.1. Метод широтно-импульсной модуляции

Мы будем использовать метод широтно-импульсной модуляции (ШИМ) и переключатель (коммутатор, ключ), чтобы усредненное значение напряжения постоянного тока на электродвигателе изменялось от нуля до максимального значения. Предположим, что у нас имеется ключ, который включен последовательно с электродвигателем, и который мы можем размыкать и замыкать, как это изображено на схеме (рис. 5.2).

Когда ключ замкнут, напряжение источника питания приложено непосредственно к обмоткам электродвигателя, и напряжение на электродвигателе равно напряжению источника питания 200 В. Напряжение на диоде при обратном смещении также составляет 200 В, поэтому диод будет закрыт, и ток через него протекать не будет. Итак, когда ключ замкнут, мы имеем схему, изображенную на рис. 5.3.

Обмотки электродвигателя характеризуются большой индуктивной составляющей сопротивления. Когда ключ размыкается, ток, протекающий по обмоткам электродвигателя, не может мгновенно снизиться до нулевого значения, поэтому в схему добавлен диод для того, чтобы обеспечить "шунтирующую" цепь для протекания тока (рис. 5.4).

Рис. 5.2

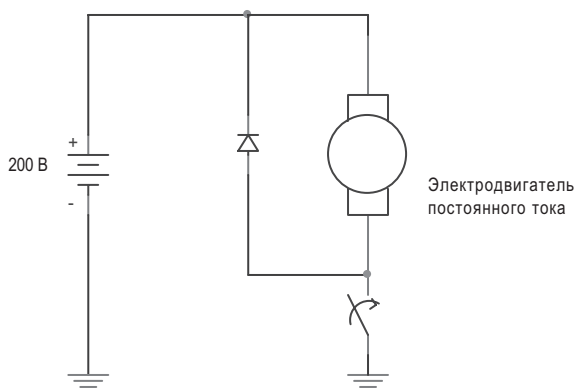


Рис. 5.3

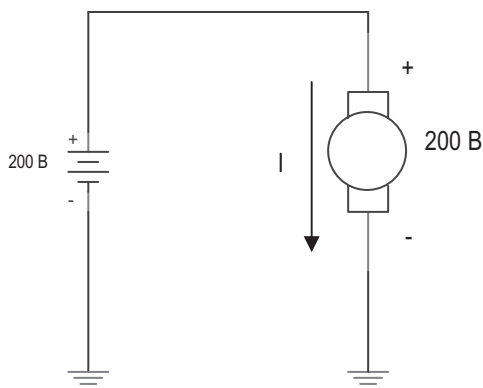
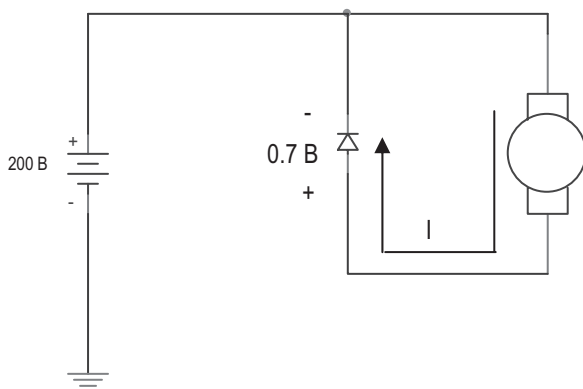


Рис. 5.4



Напряжение к диоду будет приложено в прямом направлении, поэтому падение напряжения на нем будет небольшим и составлять порядка 0,7 В. Такой диод уже отмечался нами в качестве "шунтирующего" диода. Это напряжение будет противоположно по знаку относительно напряжения источника постоянного тока, и может считаться приблизительно равным нулю. Итак, когда ключ замкнут, напряжение на обмотках электродвигателя составляет 200 В, или равно напряжению источника питания. В момент, когда ключ размыкается, напряжение на обмотках электродвигателя можно принять равным нулю.

Если же мы будем замыкать и размыкать ключ с постоянной частотой, напряжение на обмотках электродвигателя будет составлять 200 В, а форма сигнала окажется прямоугольной (рис. 5.5).

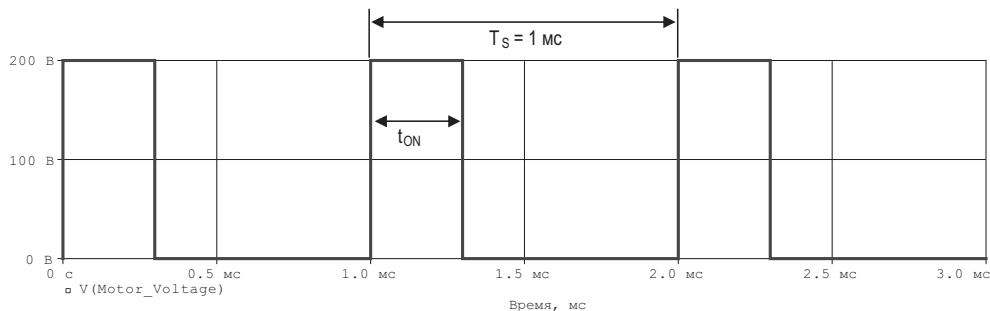


Рис. 5.5

Сигнал прямоугольной формы повторяется через регулярные интервалы времени, которые называются периодом переключения T_s . Частота переключения представляет величину, обратную периоду переключения T_s , который на графике имеет длительность 1 мс. Итак, частота переключения для данного прямоугольного сигнала составляет $F_s = 1/T_s = 1$ кГц. Когда ключ замкнут, напряжение на обмотках электродвигателя составляет 200 В. Время, в течение которого ключ будет замкнут, помечено на графике как t_{on} . В качестве переключающего элемента схемы мы будем использовать транзистор. Время, в течение которого транзистор включен, будет моделироваться замк-

нутым положением ключа и соответствовать на диаграмме времени, отмеченному временем t_{on} .

Для управления скоростью вращения электродвигателя мы будем использовать метод широтно-импульсной модуляции (ШИМ). При данном методе управления частота переключения транзистора будет оставаться постоянной, но будет изменяться время включенного состояния, t_{on} . На рис. 5.6 приводится пример иного соотношения длительности включенного состояния к общему периоду следования прямоугольного сигнала.

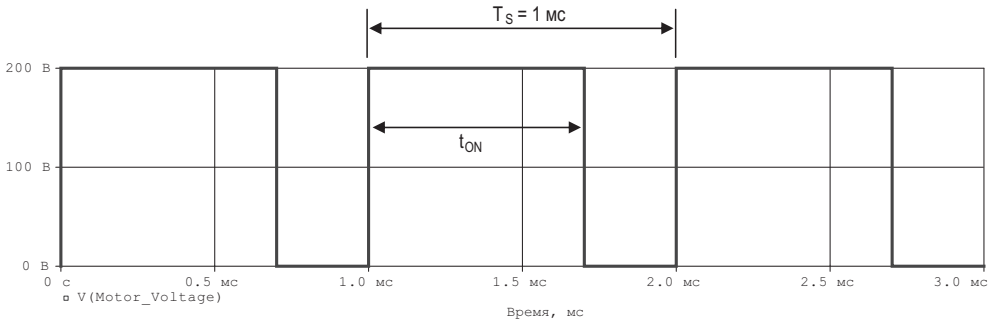


Рис. 5.6

Мы видим, что период сигнала T_s остается тем же самым, что и на предыдущем графике, но время включенного состояния возросло. Время включенного состояния (t_{on}) может изменяться от нуля до 1 мс. Когда $t_{on} = 0$ с, ключ оказывается разомкнутым в течение всего времени, и электродвигатель оказывается выключенным. Когда $t_{on} = 1$ мс, ключ оказывается замкнутым все время, и электродвигатель развивает полную мощность.

Приведенный график изменения сигнала во времени будет представлять напряжение на обмотках электродвигателя, который представляет собой достаточно массивное с механической точки зрения устройство. Ротор электродвигателя не может изменять скорость своего вращения с частотой 1 кГц и реагирует на усредненную во времени характеристику сигнала. Мы можем представить усредненное значение напряжения в следующем виде [8]:

$$\langle V_{motor_voltage} \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_{motor_voltage}(t) dt$$

Усредненное по периоду напряжение на электродвигателе представляет интеграл от напряжения на электродвигателе в течение одного периода, отнесенный к длительности этого периода. Для рассматриваемого примера напряжение на электродвигателе будет отличаться от нулевого значения только в интервал времени с момента $t = 0$ с до момента времени $t = t_{on}$, т. е.:

$$\langle V_{motor_voltage} \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_{motor_voltage}(t) dt = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_{on}} (200 \text{ В}) dt + \int_{t_{on}}^{T_s} (0 \text{ В}) dt \right] = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{on}} (200 \text{ В}) dt$$

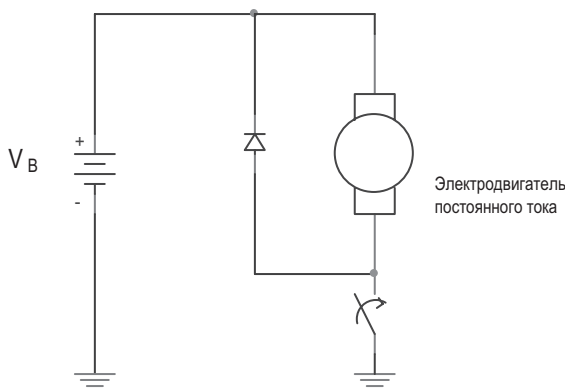
Выражение в данном случае сводится к определенному интегралу, причем интегрируемой является постоянная величина (200 В, в нашем случае), что значительно упрощает решение.

$$\langle V_{\text{motor_voltage}} \rangle = (200 \text{ В}) \frac{t_{\text{on}}}{T_s}.$$

$$\int_0^{t_{\text{on}}} (200 \text{ В}) dt + \int_0^{t_{\text{on}}} (0 \text{ В}) dt$$

Так как время включенного состояния, t_{on} , может изменяться от 0 до длительности периода T_s , то усредненное значение напряжения на обмотках электродвигателя может изменяться от нуля до 200 В. Следует обратить внимание, что напряжение 200 В представляет напряжение источника постоянного напряжения, который выполнен на базе аккумуляторных батарей. В общем случае мы можем использовать более высокое или более низкое напряжение V_B , получаемое от аккумуляторных батарей, а схема в общем случае может быть представлена в следующем виде (рис. 5.7):

Рис. 5.7



Таким образом, усредненное за период напряжение на обмотках электродвигателя будет выражаться соотношением:

$$\langle V_{\text{motor_voltage}} \rangle = V_B \frac{t_{\text{on}}}{T_s}.$$

При использовании метода широтно-импульсной модуляции среднее значение напряжения на обмотках электродвигателя может изменяться от нуля до величины напряжения источника постоянного тока за счет изменения времени включенного состояния, t_{on} . Так как электродвигатель реагирует на среднее значение напряжения, мы можем таким образом управлять мощностью электродвигателя, управляя временем включенного состояния рассмотренной схемы.

5.2. Переключающие приборы

Теперь, после того, как рассмотрели способ, с помощью которого можно управлять мощностью электродвигателя, встает вопрос, каким образом реализовать на прак-

тике схему, предназначенную для такого управления? Прежде всего, мы должны выбрать прибор на роль нашего ключа в схеме. Существует два типа приборов, которые мы можем использовать: мощный МОП полевой транзистор n-типа и биполярный транзистор с изолированным затвором (IGBT). Как правило, МОП полевые транзисторы могут переключаться с гораздо более высокой частотой, чем биполярные транзисторы с изолированным затвором IGBT. Обычно на практике предельная частота переключения биполярных транзисторов с изолированным затвором IGBT ограничена значением 20 кГц или даже еще меньшей величиной, хотя в данном случае это ограничение не является полностью определяющим. Частота переключения МОП полевых транзисторов может достигать значения в несколько сотен килогерц. Обычно МОП полевые транзисторы применяются в схемах с низкими значениями напряжений и малыми уровнями потребляемой мощности, а биполярные транзисторы с изолированным затвором используются в сравнительно более высоковольтных схемах и при более высоких уровнях мощности, например в схемах управления электродвигателями мощностью 100 кВт. Хотя следует отметить, что рабочие напряжения и токи МОП полевых транзисторов, благодаря усилиям производителей, возросли, а производители биполярных транзисторов с изолированным затвором наладили выпуск изделий с более низкими рабочими напряжениями и токами. Поэтому при выборе полупроводникового прибора, используемого в качестве ключа, следовало бы рассмотреть оба кандидата.

Для того чтобы включить мощный МОП полевой транзистор², вы прикладываете высокое по величине напряжение между выводами затвора и истока (обозначаемое на схемах, как V_{GS}). Термин "высокое" в данном случае означает напряжение, превышающее пороговое напряжение полевого транзистора, но меньшее, чем 20 В, которое является типичным максимальным значением напряжения затвор-исток, которое может быть приложено между выводами мощного МОП полевого транзистора. Обычно вы включаете МОП полевой транзистор с максимально возможным для транзистора напряжением на затворе, которое обычно составляет от 12 до 15 В. Когда МОП полевой транзистор находится во включенном состоянии, его можно рассматривать в виде резистора R_{Dson} с не очень большим по величине сопротивлением (рис. 5.8).

Обычно значения сопротивления R_{Dson} могут изменяться в диапазоне от нескольких сотен миллиом до 3–4 миллиом для мощных МОП полевых транзисторов. Вам необходимо будет обратиться к техническим паспортам производителей, чтобы определить величину сопротивления R_{Dson} для вашего конкретного прибора.

Для того чтобы выключить МОП полевой транзистор, необходимо уменьшить напряжение затвор-исток V_{GS} намного ниже порогового напряжения, обычно настолько

² Необходимо отметить, что полевые транзисторы, кроме типа проводимости канала, бывают с нормально открытым каналом (приборы обедненного типа) и с нормально закрытым каналом (приборы обогащенного типа, у которых канал проводимости формируется при подаче напряжения на затвор). В данном примере рассматривается n-канальный МОП ПТ обогащенного типа, для его открытия необходимо на затвор подать высокое положительное напряжение. — Прим. перев.

близкое к нулевому потенциалу, насколько это позволяет сделать наша схема управления. Следует заметить, что мы также можем использовать отрицательное значение напряжения V_{GS} для того, чтобы выключить МОП полевой транзистор. Когда мы выключили МОП полевой транзистор, он может быть представлен в эквивалентной схеме резистором с очень большим сопротивлением, так что мы будем с известным допущением рассматривать его в качестве разомкнутого участка цепи (рис. 5.9).

Рис. 5.8

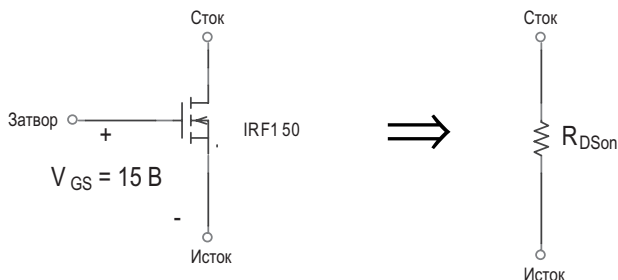
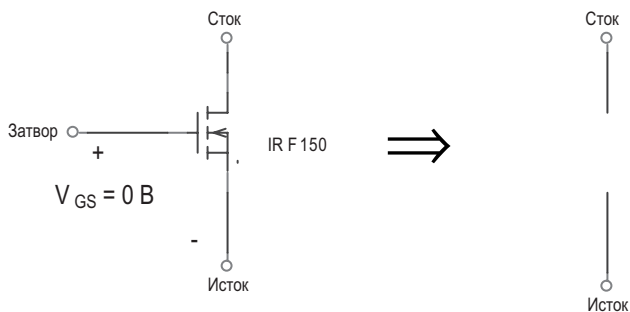
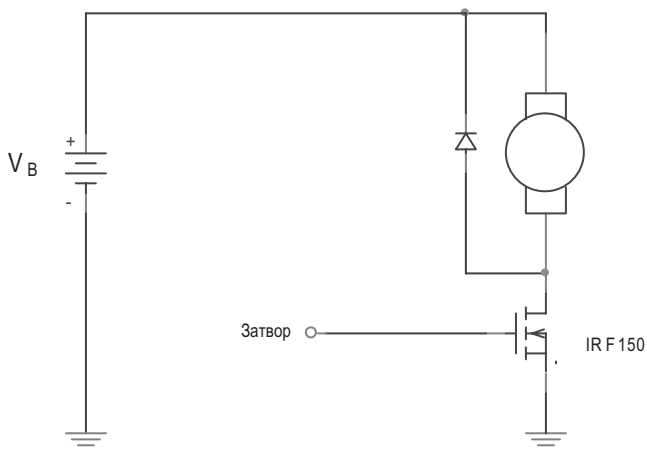


Рис. 5.9



В нашем примере мы будем использовать МОП полевой транзистор (рис. 5.10).

Рис. 5.10



Для того чтобы использовать метод широтно-импульсной модуляции для управления скоростью вращения электродвигателя, нам необходимо лишь подать на затвор нашего МОП полевого транзистора ШИМ сигнал, изменяющийся в пределах от 0 до 15 В. Напряжение на обмотках нашего электродвигателя будет представлять широтно-импульсное модулированное напряжение, изменяющееся от нуля до значения батарейного питания V_B .

Биполярный транзистор с изолированным затвором, IGBT, используется аналогичным способом, что и МОП полевой транзистор. Для того чтобы включить биполярный транзистор с изолированным затвором, IGBT, необходимо приложить высокое напряжение между выводами затвора и эмиттера (напряжение, обозначаемое как V_{GE}). Под термином "большое" мы понимаем напряжение, которое больше, чем пороговое, но меньше, чем 20 В, значение, которое обычно является максимально допустимым для мощных биполярных транзисторов с изолированным затвором, IGBT, которое можно прикладывать между затвором и эмиттером. Обычно для того, чтобы включить биполярный транзистор с изолированным затвором, IGBT, мы прикладываем к затвору максимально возможное напряжение, которое чаще всего составляет 12 либо 15 В. В общем случае биполярный транзистор с изолированным затвором, IGBT, представляет собой действительно биполярный транзистор с входным каскадом, выполненным в виде МОП полевого транзистора, который питает базовым током биполярный транзистор и обеспечивает высокое значение входного полного комплексного сопротивления на затворе [9]. Когда вы включаете биполярный транзистор с изолированным затвором, IGBT, вы в действительности переводите биполярный транзистор в режим насыщения. Итак, когда биполярный транзистор с изолированным затвором, IGBT, находится во включенном состоянии, он представляет собой биполярный транзистор в режиме насыщения. Биполярный транзистор в режиме насыщения представляется в виде модели источника напряжения с небольшим значением постоянного напряжения, V_{CEsat} . Для биполярных транзисторов значение напряжения насыщения составляет порядка 0,3 В. Для биполярного транзистора с изолированным затвором, IGBT, напряжение насыщения обычно гораздо выше и может достигать значения 2 или 3 В. Для того, чтобы точно узнать значение напряжения насыщения V_{CEsat} именно для своего прибора, необходимо обратиться к его техническому паспорту. Итак, при использовании биполярного транзистора с изолированным затвором, IGBT, если мы приложим высокое напряжение между затвором и эмиттером, биполярный транзистор с изолированным затвором, IGBT, перейдет в режим насыщения и будет представлять собой замкнутый накоротко ключ. В этом состоянии моделью биполярного транзистора с изолированным затвором, IGBT, будет являться источник напряжения с малым значением постоянного напряжения (рис. 5.11).

Так как напряжение насыщения V_{CEsat} может оказаться достаточно большим по сравнению с падением напряжения на сопротивлении канала МОП полевого транзистора, R_{DSon} , биполярные транзисторы с изолированным затвором, IGBT, обычно применяются в схемах, в которых напряжение насыщения V_{CEsat} составляет небольшую долю по сравнению с напряжением источника питания (например, напряжение

V_B в нашей ранее рассмотренной схеме управления скоростью вращения электродвигателя).

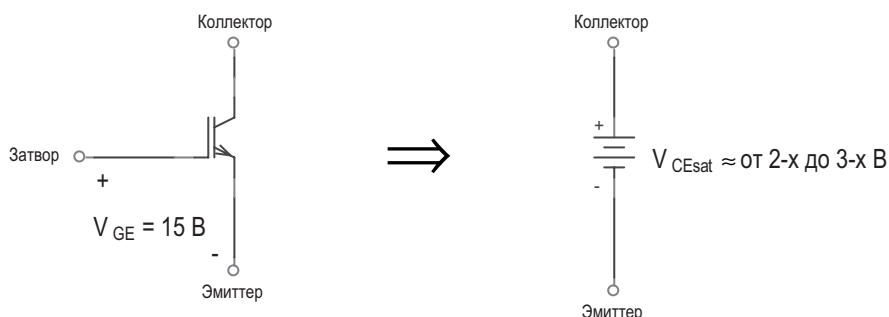


Рис. 5.11

Для того чтобы выключить биполярный транзистор с изолированным затвором, IGBT, нам необходимо уменьшить напряжение V_{GE} намного ниже значения порогового напряжения. Вы можете выключить биполярный транзистор с изолированным затвором, IGBT, сделав напряжение V_{GE} равным нулю. Однако при использовании биполярных транзисторов с изолированным затвором, IGBT, в мощных силовых цепях производители приборов рекомендуют для гарантированного выключения биполярных транзисторов с изолированным затвором, IGBT, подавать на затвор отрицательное напряжение; обычно рекомендуется значение -10 В. Когда мы выключили биполярный транзистор с изолированным затвором, IGBT, его можно представить в виде резистора с очень большим сопротивлением, которое мы с достаточной точностью можем рассматривать при анализе как разрыв в цепи (рис. 5.12).

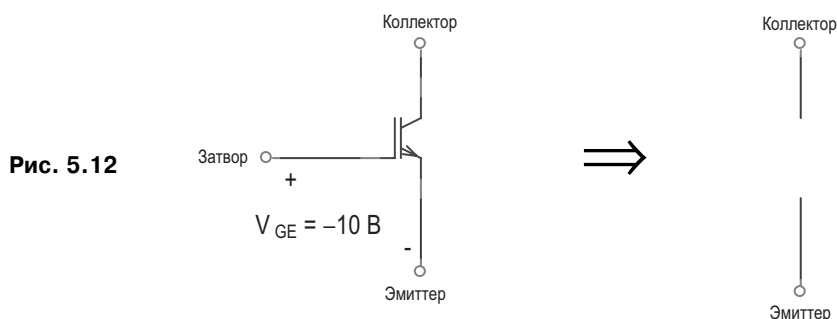


Рис. 5.12

5.3. Схема широтно-импульсного модулятора

Следующее, что нам необходимо сделать, это сформировать широтно-импульсный модулированный (ШИМ) сигнал, который будет в качестве управляющего подаваться на затвор нашего МОП полевого транзистора. Для формирования ШИМ сигнала можно использовать схему, в которой будет происходить сравнение постоянного по

величине эталонного напряжения с периодически возрастающим напряжением пилообразного сигнала (рис. 5.13).

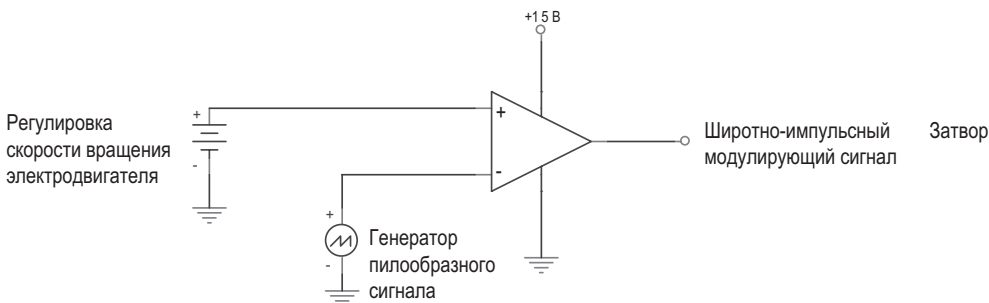


Рис. 5.13

Входной сигнал управления скоростью вращения вала электродвигателя представляет собой постоянный или медленно изменяющийся сигнал, который регулируется оператором, управляющим работой электродвигателя. Пилообразный сигнал представляет периодический сигнал, частота которого определяет скорость переключения схемы. Когда напряжение сигнала управления скоростью оказывается больше, чем напряжение пилообразного сигнала, на выходе схемы сравнения (компаратора) окажется напряжение положительной шины источника питания, +15 В в нашем примере. Когда напряжение сигнала управления скоростью окажется меньше напряжения пилообразного сигнала, на выход схемы сравнения окажется поданное напряжение отрицательной шины источника питания (или 0 В в нашем примере). Под словами "медленно изменяющийся" мы подразумеваем, что напряжение сигнала управления изменяется гораздо медленнее по сравнению с периодом следования пилообразного сигнала. Для наших временных зависимостей ШИМ сигнала, продемонстрированных на рис. 5.13, частота переключения составляла 1 кГц. Для того чтобы обеспечить такое значение частоты переключения при использовании нашей схемы сравнения, частота пилообразного сигнала должна также составлять порядка 1 кГц. Поэтому частота изменения сигнала управления должна будет изменяться с частотой, которая должна быть значительно ниже частоты 1 кГц.

Для того чтобы продемонстрировать работу схемы, мы воспользуемся программами компьютерного моделирования, ориентированными на интегральные схемы, программами PSpice. Амплитуда пилообразного сигнала будет возрастать от 0 до 5 В, его частота составит 1 кГц. Мы будем использовать операционный усилитель LM324 (в интегральном исполнении), так как он может быть использован в том числе и в качестве схемы сравнения, а также его характеристики обеспечивают переключение на сравнительно низкой частоте 1 кГц. Для первого варианта моделирования работы схемы управления мы установим для напряжения сигнала управления скоростью вращения электродвигателя значение 2 В (рис. 5.14).

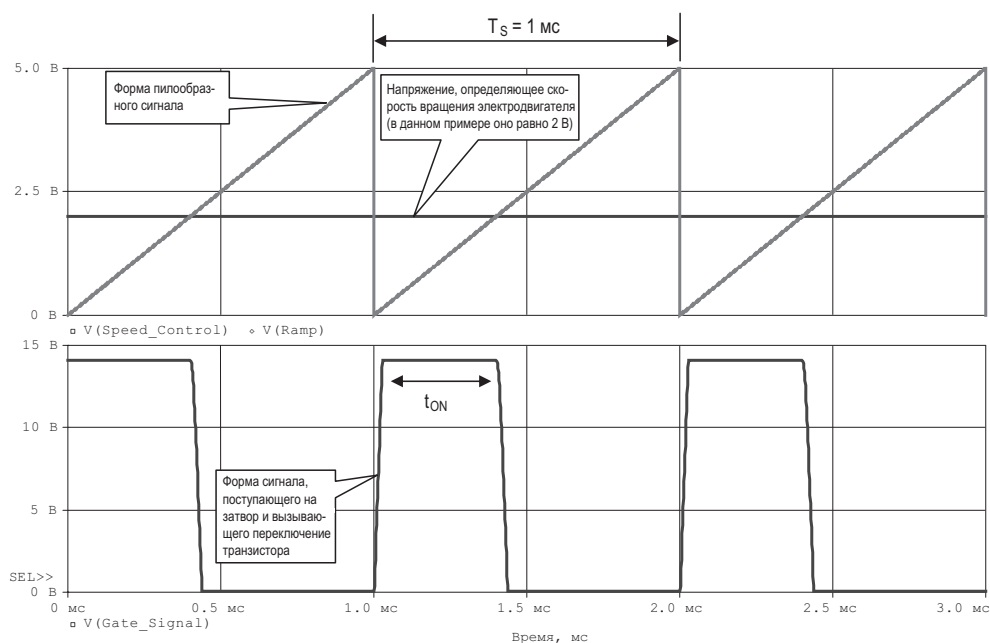


Рис. 5.14

Мы видим, что когда напряжение сигнала управления превышает напряжение пилообразного сигнала, выход схемы сравнения переключается в состояние с высоким уровнем сигнала. В момент, когда напряжение сигнала управления становится меньше напряжения пилообразного сигнала, выход схемы сравнения переключается в состояние с низким уровнем сигнала. Выходной сигнал, поступающий со схемы сравнения на затвор МОП полевого транзистора, будет управлять процессом его переключения в схеме.

Мы можем рассчитать время включенного состояния транзистора t_{on} с использованием выражения:

$$t_{on} = \left(\frac{\text{напряжение сигнала управления}}{\text{амплитудное напряжение пилообразного сигнала}} \right) (\text{время переключения}) = \frac{2 \text{ В}}{5 \text{ В}} 1 \text{ мс} = 400 \text{ мкс.}$$

Измеряемое по графикам значение включенного времени t_{on} составляет 380 мкс. При моделировании время включенного состояния оказывается слегка меньшим, чем предсказывает расчет, потому что для операционного усилителя требуется некоторое время для того, чтобы переключиться из одного состояния в другое. Это ограничение возникает из-за конечной скорости нарастания выходного сигнала операционного усилителя [10]. Операционный усилитель LM324 — достаточно медленный операционный усилитель, и поэтому для переключения выхода из состояния с низким уровнем сигнала в состояние с высоким уровнем, а также для обратного переключения, требуется достаточно большое время.

Для того чтобы продемонстрировать, как мы можем управлять временем включенного состояния, мы продемонстрируем те же графики для случая, когда напряжение сигнала управления составляет 4 В. Для этого случая предсказанное время включенного состояния, t_{on} , рассчитанное с использованием того же выражения, дает значение: $t_{on} = (4 \text{ В} : 5 \text{ В}) \cdot 1 \text{ мкс} = 800 \text{ мкс}$. Аналогичные зависимости, демонстрирующие временные зависимости изменения напряжений сигнала управления оператора и пилообразного сигнала, а также и сигнала управления, подаваемого на затвор МОП полевого транзистора, приводятся на рис. 5.15.

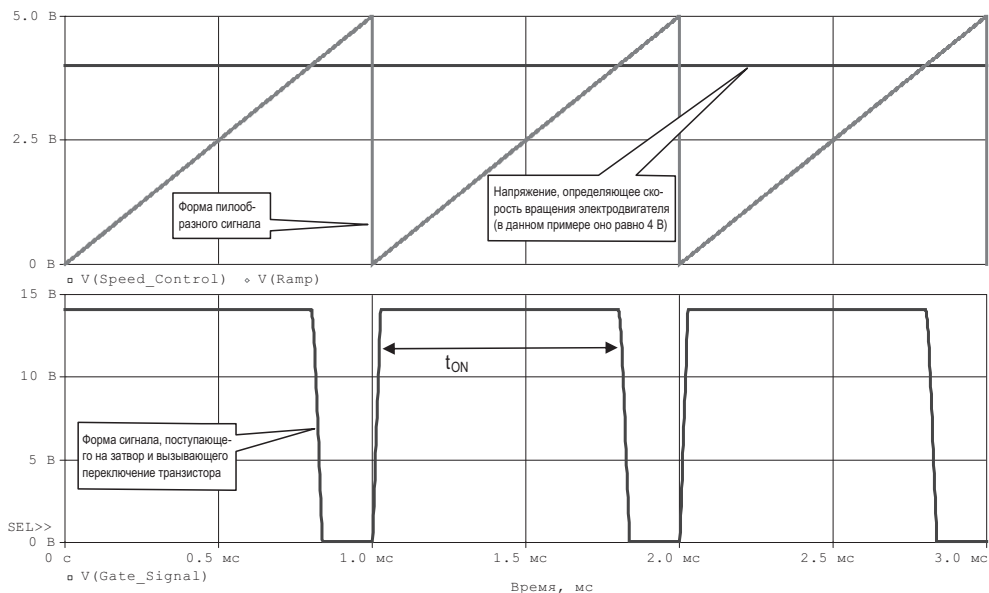


Рис. 5.15

Измеренное по временным зависимостям, а также полученное по результатам компьютерного моделирования работы схемы, время включенного состояния t_{on} составляет 785 мкс.

После всего сказанного мы объединяем в единое целое нашу схему широтно-импульсного модулятора со схемой ключа и электродвигателя, чтобы наглядно продемонстрировать стратегию процесса управления скоростью вращения вала электродвигателя (рис. 5.16).

Пока напряжение сигнала управления больше, чем нарастающее напряжение пилообразного сигнала, ключ будет в замкнутом состоянии (полевой транзистор будет открыт) и на обмотки электродвигателя будет подаваться полное напряжение источника питания электродвигателя, V_B . Когда напряжение сигнала управления окажется меньше, чем напряжение пилообразного сигнала, ключ будет разомкнут (полевой транзистор закроется), и на обмотках электродвигателя будет напряжение, равное нулю. Источник питания для небольших электродвигателей может быть достаточно малой мощности, однако для мощных электродвигателей он может быть высоковольт-

тным и достаточно мощным. Методология управления будет совершенно одинаковой вне зависимости от уровня мощности электродвигателя. В качестве примера на рис. 5.17 приводятся графики временных зависимостей изменения напряжений управляющего сигнала, пилообразного сигнала и напряжения, подаваемого на обмотки электродвигателя, в случае, когда напряжение источника питания электродвигателя V_B составляет 200 В.

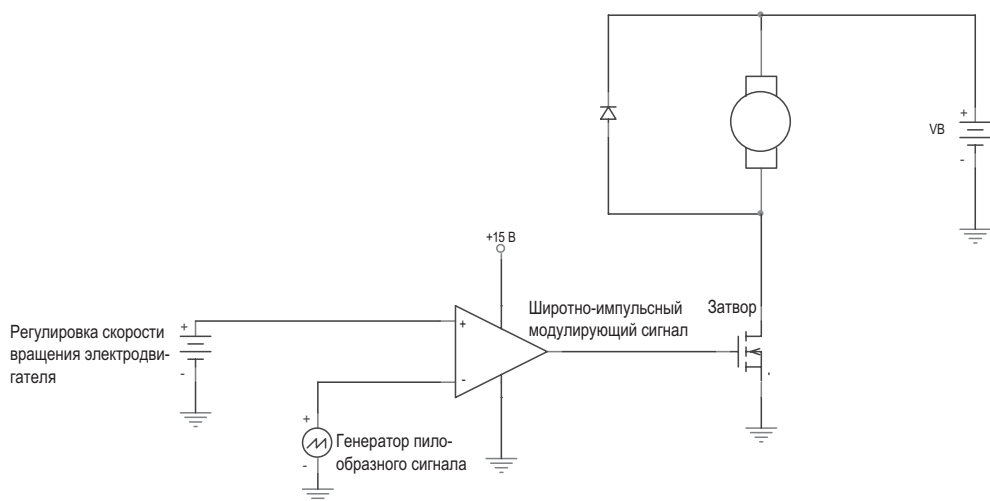


Рис. 5.16

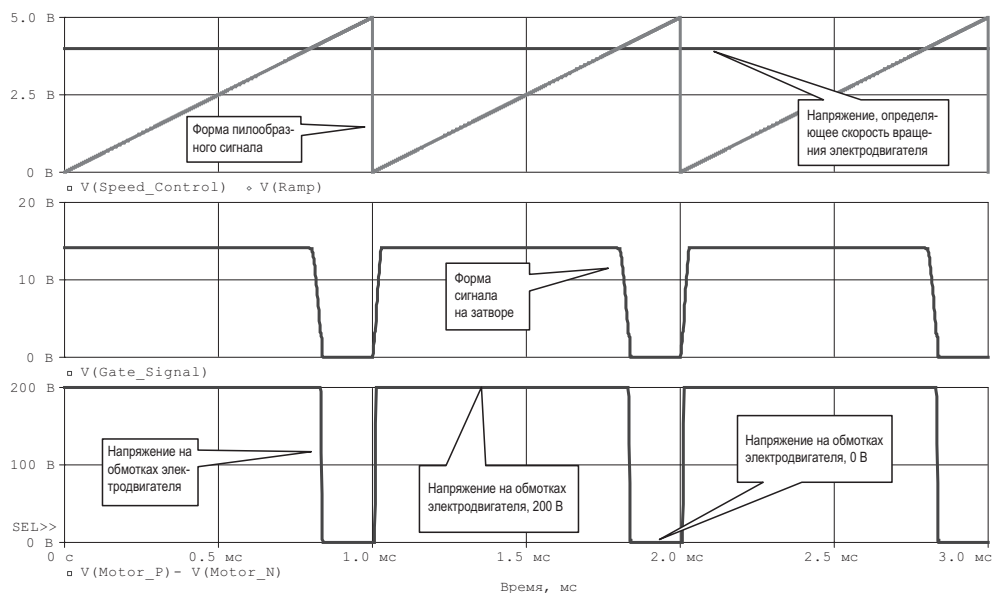


Рис. 5.17

5.4. Генератор пилообразного напряжения

Последнее, что осталось необходимым сделать, это создать схемы, формирующие сигналы управления и сигналы пилообразного напряжения. Для формирования пилообразного сигнала мы будем использовать интегральную микросхему UC3525A. Эта микросхема предназначена для управления источниками питания, преобразующими постоянное напряжение в постоянное напряжение другой величины, наподобие повышающих напряжение преобразователей, которые мы обсудили в предыдущем проекте 4. В этой микросхеме для управления источниками напряжений постоянного тока используется метод широтно-импульсной модуляции, поэтому в ней имеется встроенный генератор пилообразного напряжения. Помимо этого, данная интегральная микросхема выполняет большое количество других функций, которые мы не будем использовать. Нам будет необходимо только подобрать резистор, задающий синхронизацию, и конденсатор, чтобы установить частоту пилообразного сигнала (рис. 5.18).

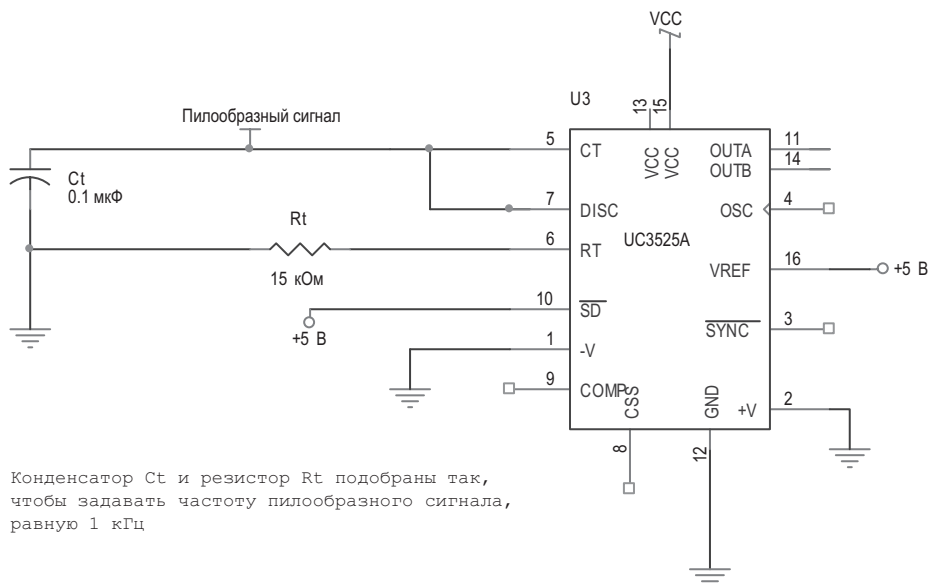


Рис. 5.18

Паспортные данные интегральной микросхемы UC3525A указывают, что частота генератора пилообразного напряжения определяется выражением:

$$F = \frac{1}{C_t(0,7R_t + 3R_D)}$$

Резистор R_D получил название резистора времени (периода) запаздывания, он определяет время спада импульса. В приведенной на рис. 5.18 схеме резистор R_D не показан, его сопротивление равно нулю, чтобы обеспечить время спада, настолько малое, насколько это возможно. Использование приведенных на схеме значений ком-

понентов, $C1 = 1 \text{ мкФ}$, $R1 = 15 \text{ кОм}$, при расчете частоты пилообразного сигнала дает следующее значение:

$$F = \frac{1}{C1(0,7R1)} = \frac{1}{0,1 \text{ мкФ}(0,7 \cdot 15 \text{ кОм})} = 952 \text{ Гц}.$$

Полученное в результате расчета значение частоты при использовании стандартных компонентов оказывается очень близким к необходимому значению, равному 1 кГц .

Необходимо обратить внимание, что интегральная микросхема UC3525A не обеспечивает требуемого диапазона изменения амплитуды напряжения от 0 до 5 В. Вместо этого диапазон нарастания выходного пилообразного сигнала составляет от 1 В до примерно 3,3 В. Однако ее использование представляет самый простой и легкий путь сформировать генератор пилообразного напряжения, поэтому нам остается только смириться с техническими характеристиками микросхемы. Также отметим, у данной интегральной микросхемы предусмотрен вывод с эталонным напряжением 5 В, и мы будем использовать это эталонное напряжение в качестве нашего сигнала управления скоростью электродвигателя. Осциллограмма пилообразного сигнала, генерируемого интегральной микросхемой UC3525A, приводится на рис. 5.19.

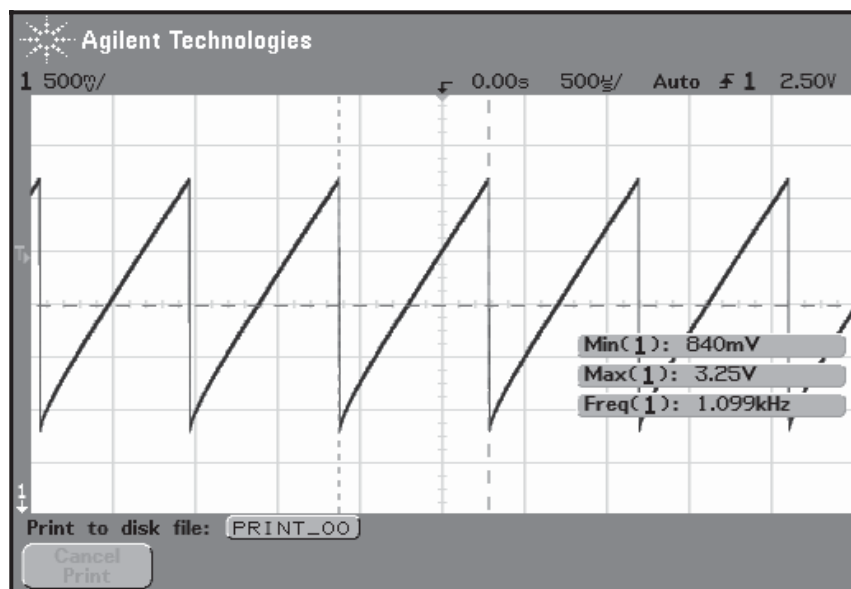


Рис. 5.19

Минимальное значение напряжения пилообразного сигнала составляет 840 мВ, а максимальное значение — 3,25 В. Данные величины являются стандартными для интегральной микросхемы UC3525A. Тем не менее, следует указать, что минимальное и максимальное значения напряжения импульса не указываются в техническом паспорте данной интегральной микросхемы, поэтому те значения, которые вы получите на своих образцах, могут оказаться, в принципе, несколько иными. Тем не ме-

нее, я произвел измерения параметров импульсов, генерируемых несколькими различными интегральными микросхемами UC3525A, при этом параметры импульса, которые приведены на осциллограмме, оказались достаточно типичными. Для своих схем я обычно принимаю, что с достаточной точностью напряжения импульса находятся в диапазоне от 1 до 3,3 В. Частота изображенного на осциллограмме сигнала составляет 1,099 кГц. Так как частота может быть настроена резистором R1 и конденсатором C1, то вы имеете возможность установить значение частоты, которое вам необходимо, но, разумеется, в рабочих пределах интегральной микросхемы UC3525A. Также обратите внимание, что обычные конденсаторы имеют допуск на точность изготовления $\pm 20\%$, поэтому измеренное значение частоты пилообразного сигнала может весьма отличаться от рассчитанного вами значения.

Сигнал, управляющий скоростью вращения вала электродвигателя, формируется с помощью потенциометра, подход к данной проблеме подробно обсуждался в разделе 1.3 книги. В качестве эталонного мы будем использовать напряжение 5 В, полученное от интегральной микросхемы UC3525A, поэтому потенциометр должен формировать переменный сигнал в диапазоне от 0 до 5 В. Потенциометр используется в качестве переменного делителя напряжения, а отношение, в котором делятся напряжения, устанавливается пользователем с применением небольшой кнопки. Необходимо помнить, что параметры импульса пилообразного сигнала изменяются от 1 до 3,3 В. Так как напряжение сигнала управления скоростью вращения может оказаться меньше напряжения сигнала импульса, мы можем гарантировать, что электродвигатель действительно выключится, когда движок потенциометра управления окажется повернутым более определенного угла поворота ротора (или за определенную точку, если используется ползунковая конструкция потенциометра). Так как сигнал управления скоростью может оказаться больше сигнала пилообразного напряжения, электродвигатель будет работать на полной мощности.

Полностью схема управления скоростью вращения ротора электродвигателя, развивающего небольшую мощность, приводится на рис. 5.20.

Эта схема предназначена для управления скоростью вращения небольшого электромоторчика, питающегося от батарейки с напряжением 9 В. Весь блок управления является малогабаритным устройством, фотография которого представлена на рис. 5.21.

Хотя эта демонстрационная схема и представляет собой вариант схемы управления электродвигателем, который способен развивать весьма малую мощность, описанный подход может быть использован для управления электродвигателями очень большой мощности. На левой фотографии, приведенной на рис. 5.22, показан блок управления электродвигателем, предназначенный для работы с напряжением, превышающим 200 В, и средним значением потребляемого тока 600 А. Данный блок управления был разработан для гоночного электромобиля, который развивал скорость более 120 миль в час (порядка 200 км/ч).

Блок управления для мощностей такого уровня требует в действительности использования дополнительных цепей и устройств, таких, например, как вентиль-фор-

мирователь, устройств защиты цепей затвора, применения специальных методов проектирования схем с малой индуктивностью. Однако, описанные выше принципы создания подобных схем управления абсолютно идентичны тем, которые мы рассмотрели выше.

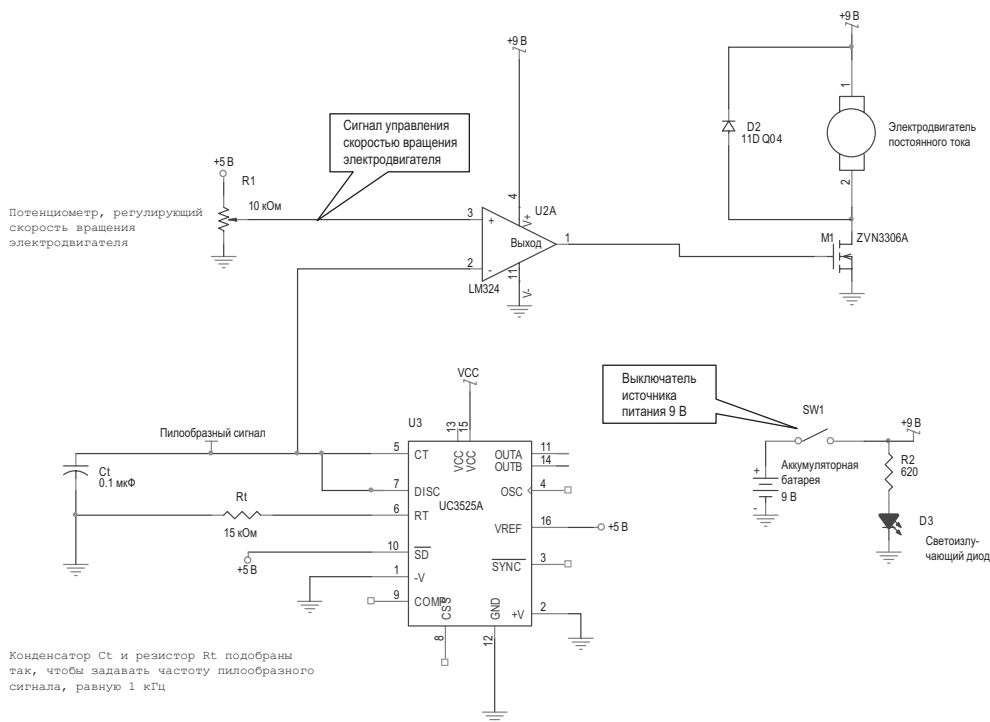


Рис. 5.20

На фото справа, приведенном на рис. 5.22, представлен гоночный электромобиль, технические характеристики которого соответствуют требованиям (для участвующих в гонках электромобилей) формулы Лайтин (Lighting) Северного Университета штата Аризона. В этом гоночном автомобиле используется блок аккумуляторных батарей, обеспечивающих суммарное напряжение питания 200 В. В течение короткого разгона за нескольких секунд блок аккумуляторных батарей и схема управления электродвигателем должны обеспечивать прохождение по цепям управления тока величиной 600 А. При прямолинейном равномерном движении автомобиль потребляет ток 300 А, что соответствует мощности двигателя 60 кВт (или 80 лошадиных сил). Пробег автомобиля ограничен расстоянием примерно в 8 миль (около 13 км), так как емкость аккумуляторных батарей не в состоянии обеспечить такой уровень потребляемой мощности в течение длительного периода времени.

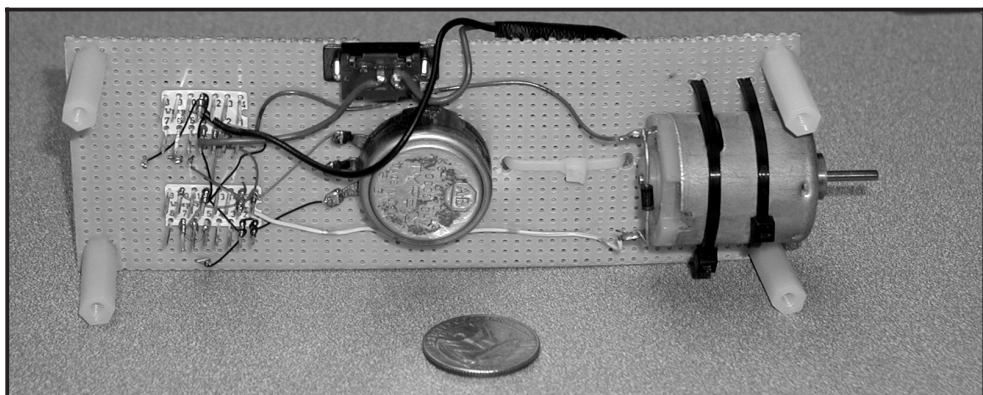
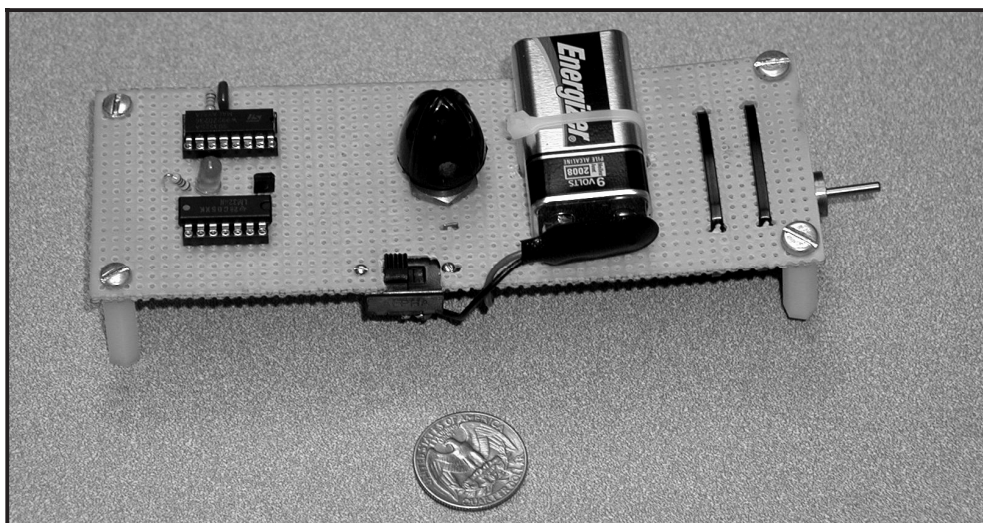


Рис. 5.21

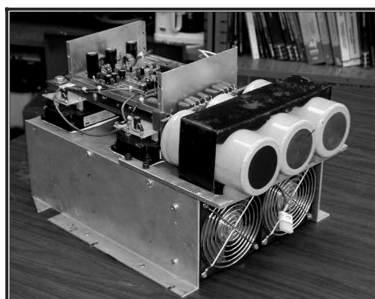


Рис. 5.22

Проект 6

Электронная "электроплитка" для поджаривания сосисок

Предположим, что вы спланировали отметить День независимости традиционным блюдом с зажаренными на металлической решетке обычными кусочками мяса, или барбекю, но потом решили в качестве основного блюда ограничиться горячими сосисками. Вы проверяете ваш гриль, в котором вместо традиционных древесных углей используется газ, и обнаруживаете, что последний в баллоне неожиданно закончился. Так как День независимости является национальным праздником, вам вряд ли удастся найти поставщика, способного заполнить газом ваш опустевший баллон. Вы отправляетесь в ближайший круглосуточный магазинчик, чтобы заменить газовый баллон, но обнаруживаете, что там все баллоны пусты, так как кто-то в стране решил раньше вас отметить праздник, израсходовал все запасы газа и уже успел поменять свои опустевшие баллоны на полные, причем, именно в этом круглосуточно работающем небольшом магазинчике. Ваши гости проголодались и уже начинают отпускать шуточки по поводу инженеров с электронным образованием. В качестве последнего средства спасения вы прибегаете к СВЧ-печке, пытаясь зажарить сосиски, но только затем осознаете, что она уже давно неисправна и у вас никак не находилось время отремонтировать ее. Гости, прибывшие на праздник, начинают угрожать оставить вас наедине с вашими проблемами и явиться незваными на праздник, устраиваемый по соседству вашим соседом, инженером-механиком. (Инженер-механик, по крайней мере, понимает, как происходит процесс преобразования энергии в тепло, и как воспользоваться этим переходом, чтобы зажарить сосиски.) Так что же делать в подобной ситуации?

Неожиданно вы вспоминаете замечание вашего профессора, сделанное во время лекции лет двадцать назад, что сосиски являются проводниками электрического тока, а также по поводу "метода быстрого разогрева сосисок, предназначенных для жарки на огне, за счет пропуска через них электрического тока"¹. Вы быстро находите удлинитель, отрезаете у него розетки, зачищаете изоляцию у двух проводов (не обращая при этом внимания на третий провод защитного заземления) и присоединяете эти два провода к двум двадцатимиллиметровым болтам, имеющим диаметр 6 мм и изготовленным из нержавеющей стали (так как вам хочется при всем этом соблюсти правила, распространяющиеся на приготовление пищи в заведениях общественного питания вашего города). Вы быстро затачиваете концы болтов на конус, чтобы их острый

¹ *Выражаю свою благодарность профессору Бостонского университета Марку Н. Горенштейну за замечание по поводу электроплитки для быстрого разогрева сосисок, сделанное им много лет тому назад. — Прим. автора*

конец смог легко проткнуть сосиску. (Будучи инженером-электронщиком, вы, вероятнее всего, возьмете в руки напильник или шлифовальный станок вместо того, чтобы воспользоваться токарным станком, но эти детали становятся уже не существенными.) Вы кладете сосиску на непроводящую электрический ток тарелку, просите гостей не прикасаться к сосиске или стальным болтам и включаете вилку удлинителя в сетевую розетку. Сначала ничего интересного происходить не будет. Вы ждете и наблюдаете за развитием событий. Затем вы слышите какие-то звуки. Сначала они очень тихие, но постепенно усиливаются. Сосиска начинает шипеть! Затем на шкурке сосиски возникает вздутие. Шипение становится громче и явственнее. Неожиданно вздутие с треском лопается, и из разрыва извергается пар. Трещина бежит по всей длине сосиски, из нее валит пар. Треснувшая по длине сосиска полностью выворачивает свои внутренности, из которых валит пар. Неожиданно один из электродов из нержавеющей стали выскакивает из сосиски, и представление на этом заканчивается (рис. 6.1). Вы отключаете удлинитель от сети.



Рис. 6.1

Угощение для праздничного стола спасено. Никто не рискует попробовать горячую сосиску, но все дружно хотят приготовить еще одну. Проведенное вскрытие зажаренной сосиски показывает, что мясо, которое находилось в непосредственном контакте с электродами из нержавеющей стали, почернело, но не сгорело. Почерне-

ние явилось результатом химической реакции, произошедшей на электродах. На фотографиях внизу приводится внешний вид сосисок после того, как их разогрели. Одна фотография показывает, что сосиску начало вспучивать и разрывать. Вторая фотография демонстрирует, что находится внутри такой сосиски. Хорошо видно, что в местах контакта с электродами цвет фарша сильно изменился (рис. 6.2).

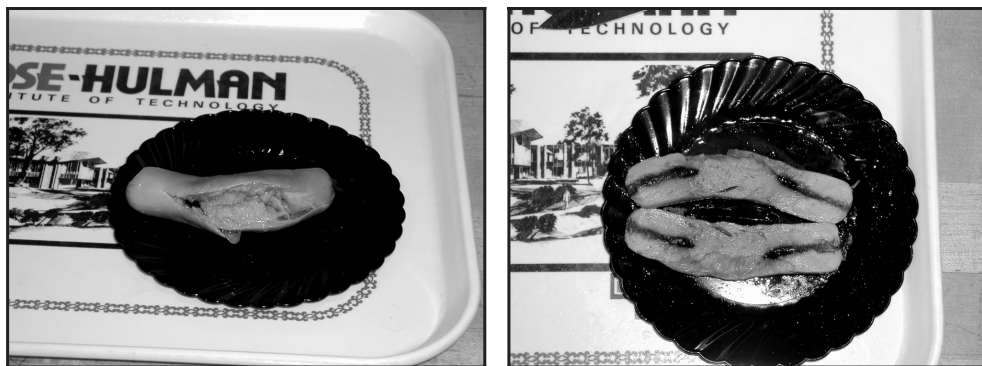


Рис. 6.2

Сосиска, предназначенная для жарки на огне, является проводником электрического тока. Когда вы прикладываете к ее концам напряжение 115 В среднеквадратического значения, по сосиске начинает протекать электрический ток, величина которого будет составлять от двух до трех ампер среднеквадратического значения. Итак, электрическая мощность, выделяющаяся в сосиске, будет составлять от 200 до 300 Вт. Причина, по которой сосиска треснула и начала выделять через трещину газ, заключается в том, что выделяющаяся мощность слишком велика для такой небольшой сосиски, чтобы она была приготовлена должным образом. Следовательно, задача состоит в том, чтобы найти метод, как регулировать мощность, которая подается в нашу сосиску.

6.1. Автотрансформатор с плавной регулировкой

Автотрансформатор (иногда встречается его старинное название — вариак) представляет трансформатор, напряжение на выходе которого можно плавно изменять. Если вы помните, то трансформатор предназначен для того, чтобы преобразовывать переменное напряжение в переменное с более высоким или более низким значением. В идеале мощность, подаваемая на вход трансформатора, должна быть равна той мощности, которую можно отвести с его выхода, поэтому если выходное напряжение трансформатора будет больше, чем его входное, тогда выходной ток по величине должен быть меньше по сравнению с входным током. Общепринятое изображение трансформатора приводится на рис. 6.3.

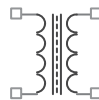


Рис. 6.3

Такой рисунок означает, что имеются две обмотки, которые намотаны на одном и том же сердечнике. Соотношение напряжений и токов, протекающих в каждой из обмоток, определяется соотношением количества витков в каждой из обмоток трансформатора. Очень важный момент, на который хотелось бы особо обратить внимание, заключается в том, что в трансформаторе существует электрическая изоляция между входной и выходной цепями. Иными словами, между двумя обмотками трансформатора отсутствует непосредственное электрическое соединение. Электрическая энергия из одной обмотки трансформатора передается в другую его обмотку за счет магнитного поля, передаваемого через магнитопровод. В низковольтных источниках питания, где выходная обмотка трансформатора имеет значительно более низкое напряжение по сравнению с его входной обмоткой, одной из важнейших функций устройства является электрическая изоляция (или развязка) низковольтного выхода трансформатора от фазного сетевого напряжения 115 В. Таким образом, трансформатор исключает вероятность того, что лицо, использующее низковольтное напряжение 12 В на выходе трансформатора, сможет непосредственно оказаться в физическом контакте с любым из двух проводов сети питания, находящихся под напряжением 115 В.

Автотрансформатор же представляет собой иное устройство и имеет другое обозначение на электрических схемах (рис. 6.4).

Приведенное изображение очень сильно напоминает по внешнему виду изображение потенциометра. Один из способов понять работу автотрансформатора заключается в том, чтобы представить его как индуктивный делитель напряжения, в котором мы изменяем отношение, в котором делим какие-то величины точно так же, как мы поступали в случае с потенциометром. (Такой подход не совсем соответствует истине, так как выходное напряжение автотрансформатора может превышать напряжение на его входе, чего совершенно не может быть в случае использования аналогии с делителем напряжения.) Автотрансформатор имеет непосредственное электрическое соединение между входными и выходными выводами, поэтому в этом устройстве отсутствует электрическая развязка (или изоляция) между цепями. Это означает, что для лица, работающего с выходными выводами автотрансформатора, существует опасность прикоснуться к электрическим цепям, непосредственно подключенным к сети питания и имеющим напряжение 115 В. Следовательно, нельзя использовать автотрансформатор в тех случаях, когда необходимо предотвратить непосредственный электрический контакт между выходными цепями и сетью электропитания с напряжением 115 В.

Для наших целей автотрансформатор будет обеспечивать переменное напряжение, изменяющееся от нулевого значения до 115 В, а это позволит нам разогревать нашу сосиску при том уровне мощности, который мы сочтем необходимым. Схема, которую мы будем использовать, приведена на рис. 6.5.

Эта схема позволяет нам с легкостью регулировать мощность, которая подается на сосиску, медленно поджаривая ее, чтобы добиться максимальной привлекательности и желания полакомиться ею. (Соусы и горчица также рекомендуются.) Тем не менее, существуют в этом методе две основные проблемы. Первая заключается в том, что

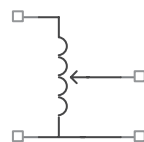


Рис. 6.4

сосиска совершенно не изолирована от сети электропитания, напряжение в которой равно 115 В (рис. 6.6). Если кто-нибудь прикоснется к сосиске во время ее жарки, он может подвергнуться опасному воздействию сетевого напряжения 115 В, даже в том случае, если выходное напряжение автотрансформатора установлено на значительно меньшее напряжение. Вторая проблема заключается в относительно высокой стоимости автотрансформатора, поэтому предложенное решение не очень выгодно с экономической точки зрения.

Рис. 6.5

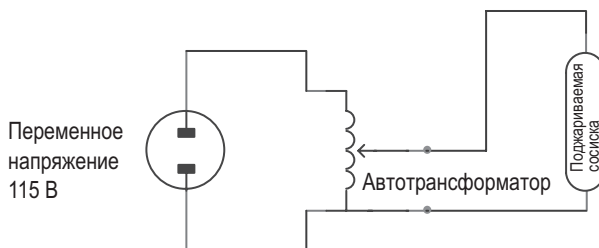


Рис. 6.6



6.2. Регулятор мощности с широтно-импульсной модуляцией

Для регулировки мощности, необходимой при зажаривании сосиски, мы будем использовать метод широтно-импульсной модуляции. Будем использовать почти такой же метод, какой мы использовали в проекте 5 для схемы регулирования скоростью вращения вала электродвигателя. Вам будет необходимо ознакомиться с проектом 5, перед тем как продолжить чтение, так как в нем объясняется метод широтно-импуль-

снот модуляции, его использование для управления подаваемым напряжением и схемы, которые использовались для его реализации.

В качестве первой и прямой, что называется "в лоб", попытки мы будем зажаривать сосиску, используя для этого сеть питания переменного тока и приведенную на рис. 6.7 схему.



Эта схема будет работать, но в ней необходим выключатель, который будет отключать переменное напряжение и прерывать протекание тока в сосиске. Когда выключатель замкнут, он должен допускать протекание тока в обоих направлениях, когда он разомкнут, ток не должен протекать по цепи ни в одном из направлений. Ключи, которые обсуждались в разделе 5.2, предназначены для цепей постоянного тока, т. е. это означает, что они могут предотвратить протекание тока лишь в одном направлении. Если вы обратите внимание на обозначения мощных МОП полевых транзисторов и биполярных транзисторов с изолированным затвором, IGBT, вы увидите диод, включенный параллельно прибору. Этот диод иногда обозначается как "антипараллельный" или "шунтирующий" диод, или же как корпусной диод [11]. Пример такого обозначения приводится на рис. 6.8.

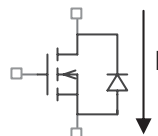


Рис. 6.8

Такой ключ может прекратить протекание тока в направлении, указанном на рис. 6.8. Ток никогда не может протекать через диод (разумеется, за исключением случая, когда вы подали на него такое большое напряжение, что он окажется пробитым), и поэтому МОП полевой транзистор может как замыкать цепь, так и размыкать ее, что соответственно будет приводить либо к протеканию тока по цепи, либо к его прекращению. Однако такой ключ не сможет прервать протекание тока в направлении, которое указано на рис. 6.9.

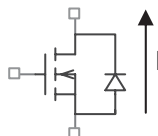


Рис. 6.9

Даже в том случае, если МОП полевой транзистор окажется выключенным, ток всегда сможет протекать через диод, делая наш МОП полевой транзистор непригодным для использования в наших целях. Таким образом, мы можем использовать мощ-

ный МОП полевой транзистор или биполярный транзистор с изолированным затвором, IGBT, для предотвращения протекания тока лишь в одном из направлений.

Используя же два МОП полевых транзистора, мы можем изготовить ключ, который будет предотвращать протекание тока в любом из направлений (рис. 6.10).

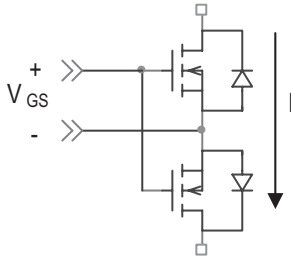


Рис. 6.10

Следует обратить внимание, что оба затвора и оба истока МОП полевых транзисторов соединены попарно. Верхний ключ может включать и выключать ток, протекающий в направлении, указанном на рис. 6.10, так как верхний корпусной диод оказывается смещенным в обратном направлении для указанного направления протекания тока. Нижний МОП полевой транзистор не оказывает никакого влияния на протекающий ток, так как ток может свободно проходить через диод, вне зависимости от того, будет включен или выключен нижний МОП полевой транзистор. Когда же ток протекает в противоположном направлении, условиями его прохождения начинает управлять нижний переключатель (рис. 6.11).

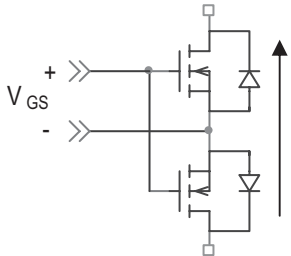


Рис. 6.11

Для указанного на схеме направления протекания тока нижний корпусной диод оказывается смещенным в обратном направлении, поэтому нижний МОП полевой транзистор может как пропускать этот ток, так и отсекай его. Для указанного на схеме направления протекания тока верхний корпусной диод в любом случае будет постоянно открытым, поэтому состояние верхнего МОП полевого транзистора не оказывает никакого влияния на процесс прохождения тока в указанном направлении. С использованием приведенной на рис. 6.11 схемы мы можем управлять процессом прохождения тока, протекающего как в одном, так и в противоположном направлениях; данное напряжение, которое управляет процессом, на схеме обозначено как V_{os} . Аналогичные требования предъявляются к ключу, чтобы включать и выключать его. Для того чтобы включить переключатель (или открыть МОП полевой транзистор), необходимо на его затвор подать напряжение V_{os} , значительно превышающее напряжение его

порогового переключения, которое обычно составляет 15 В. Для того чтобы выключить переключатель, необходимо подать на затвор напряжение V_{OS} , которое значительно меньше порогового напряжения, обычно оно равняется нулевому значению.

Единственным недостатком данной схемы (и причиной, по которой мы не будем использовать ее) является то, что схема управления напряжением на затворе может оказаться значительно сложнее, в зависимости от топологии той схемы, в которой конкретно используется данный переключатель. Так как два истока полевых транзисторов соединены вместе, в ряде схем практического применения они не могут быть соединены с землей, поэтому окажется невозможным, чтобы напряжение затвор-исток имело нулевой потенциал. Это требует использования значительно более сложных схем, управляющих напряжением на затворе, которые в данном случае мы не хотели бы применять.

В целях моделирования процесса мы достаточно просто можем генерировать сигнал управления плавающим затвором (то есть таким, который не связан с шиной заземления) и зрительно проанализировать форму сигналов, которую мы наблюдали бы, если бы использовали данную схему. Для этого мы будем использовать схему, описанную в проекте 5, и использовать наш новый переключатель (рис. 6.12).

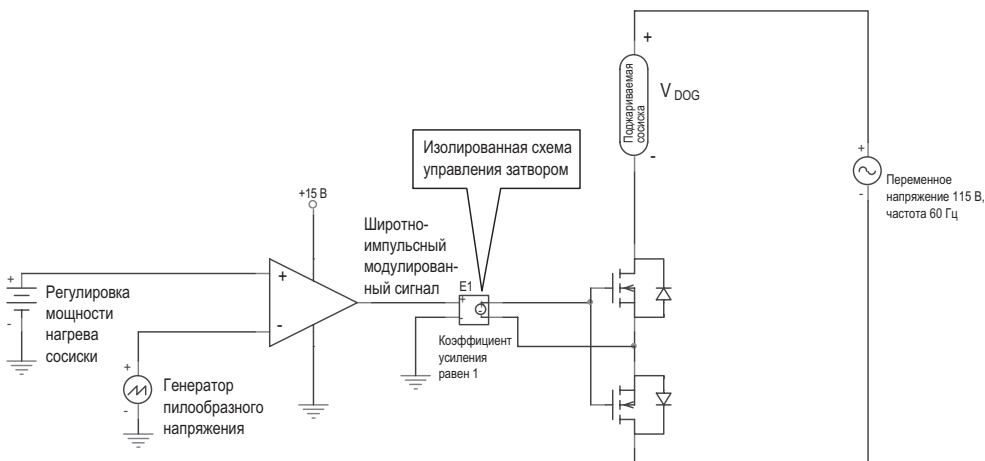


Рис. 6.12

Следует обратить внимание, что истоки двух МОП полевых транзисторов не имеют электрического соединения с землей. Для того чтобы открывать и закрывать МОП полевые транзисторы, мы должны прикладывать напряжения требуемой величины между затвором и истоком МОП полевых транзисторов. Напряжение затвор-исток не является в точности тем же напряжением, которое мы имеем на выходе схемы сравнения, так как выходное напряжение схемы сравнения отсчитывается относительно заземленной точки, а напряжение затвор-исток — нет. Для того чтобы управлять МОП полевыми транзисторами, мы используем управляемый напряжением источник напряжения E1. Выходное напряжение данного источника представляет его входное, ум-

ноженное на собственный коэффициент усиления источника. Усиление источника напряжения равно единице, а входной сигнал источника равен выходному напряжению схемы сравнения. Следовательно, выходное напряжение источника Е1 оказывается равным напряжению на выходе схемы сравнения. При этом, однако, выход источника напряжения Е1 может быть подключен непосредственно между выводами затвора и истока МОП полевых транзисторов. Итак, ШИМ сигнал на выходе схемы сравнения может быть непосредственно использован в качестве напряжения, подаваемого на затвор-исток МОП полевых транзисторов, даже в том случае, когда напряжение затвор-исток не связано с шиной заземления (или имеет гальваническую развязку относительно точки с потенциалом земли). На практике подобный вид управления затвором может быть усовершенствован оптически изолированной интегральной микросхемой управления затвором (оптоэлектронной парой) и изолированным источником питания, предназначенным для питания схемы управления затвором. В методе компьютерного моделирования PSpice, однако, схема управления изолированным затвором легко дополняется лишь одним элементом, а именно источником напряжения Е1.

Мы выполним такую же процедуру моделирования, которую мы проделали для схемы управления скоростью вращения двигателя постоянного тока, и рассмотрим зависимости изменения падения напряжения на сосиске. Единственное отличие будет состоять в том, что напряжение на сосиске будет изменяться во времени, огибающая которого описывается синусоидальным законом (рис. 6.13).

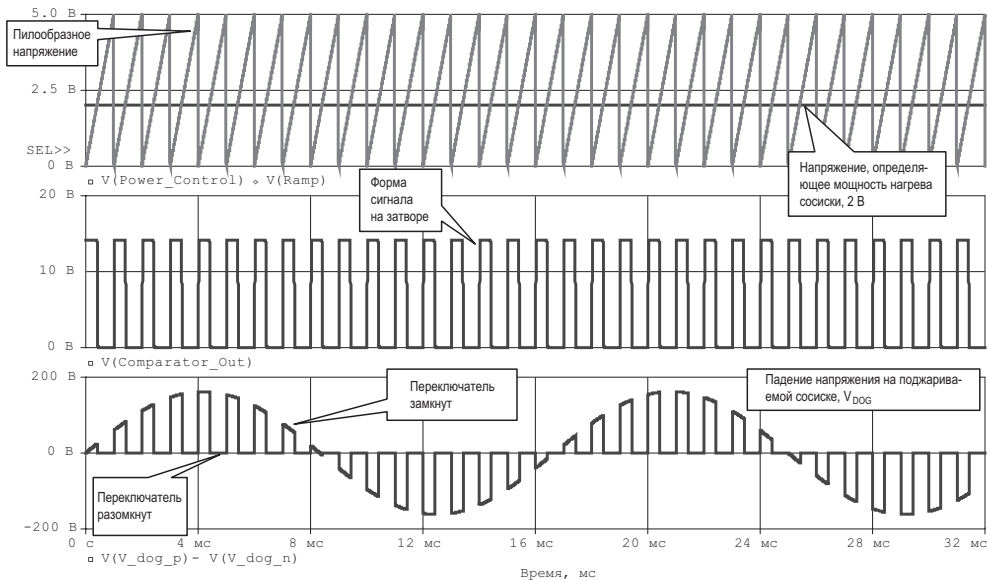


Рис. 6.13

Итак, мы можем распространить широтно-импульсную модуляцию на сигнал, изменяющийся по синусоидальному закону. Это требует нескольких больших усилий,

чтобы создать схему, управляющую напряжением на затворе, и ключа, работающего в цепях переменного тока.

Существует еще одна проблема, которой мы до сих пор не касались. Когда мы использовали метод широтно-импульсной модуляции для управления работой электродвигателя постоянного тока, мы добавляли в схему "шунтирующий" диод, включенный параллельно обмоткам электродвигателя, чтобы предупредить выбросы напряжения, которые могли бы возникать в момент выключения тока, протекающего по индуктивной нагрузке, такой, например, какую представляют собой обмотки обычного электродвигателя. Нам необходима подобная защита и в случае устройства, используемого для зажаривания сосисок. Вы могли бы уговаривать сами себя, что сосиска представляет собой элемент с чисто резистивной нагрузкой, а ток, протекающий через такую нагрузку, может изменяться мгновенно, и вы были бы правы. (Когда вы рассматриваете на упаковке с сосисками наклейку, информирующую вас в соответствии с федеральным законодательством о содержащихся в ней питательных веществах, то на ней вы не найдете абсолютно никакой информации о том, что электрическое сопротивление сосиски имеет какую-то индуктивную составляющую. А эта информация окажется, пожалуй, самой полной, какую вообще можно будет найти в качестве технической документации на сосиски, предназначенные для жарки.) Однако к этой сосиске мы будем подсоединять длинные провода, а они, как известно [12], обладают некоторым индуктивным сопротивлением. Поэтому, считая себя неплохими инженерами, рассчитывающими различные схемы, мы должны будем предотвратить появление любых бросков напряжения, которые могли бы возникнуть из-за конечной индуктивности используемых нами проводов. В схеме управления электродвигателем, в которой использовалось постоянное напряжение положительной полярности, мы могли воспользоваться "шунтирующими" диодами. Но в данной схеме мы не можем использовать такие же диоды, так как в случае с зажариванием сосиски мы используем переменное напряжение. Для того чтобы подавить возникающие перенапряжения, мы должны воспользоваться встречно-включенными стабилитронами, либо двунаправленным (симметричным) ограничителем бросков напряжения, либо металлооксидным варистором, варианты применения которых приводятся на схеме (рис. 6.14).

В области силовой электроники подобная схема, осуществляющая защиту от бросков напряжения, получила название демпфирующего (или гасящего, сглаживающего, ограничивающего) устройства [13]. Каждый раз, когда демпфирующее устройство гасит перенапряжения, вызванные индуктивным характером сопротивления нагрузки, оно рассеивает выделяющуюся в нем энергию. Таким образом, та энергия, которая должна была бы идти на разогрев нашей сосиски, пойдет на то, чтобы бесполезно разогревать элементы схемы демпфирования. Расчет схемы демпфирования является далеко не простым делом, к тому же использование такой схемы будет снижать общий КПД нашей схемы, так как не вся электрическая энергия будет тратиться на разогрев нашей сосиски.

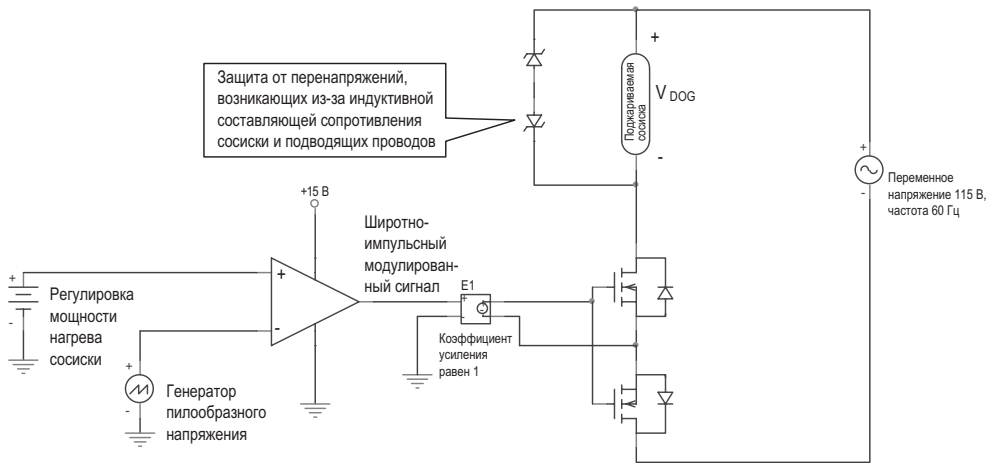


Рис. 6.14

Мы можем избавиться от проблем, связанных с использованием в нашей схеме двунаправленного переключателя и схемы демпфирования, если мы будем использовать выпрямленное сетевое напряжение, подаваемое на вход нашей схемы, т. е. напряжение, имеющее только положительную полярность сигнала (рис. 6.15).

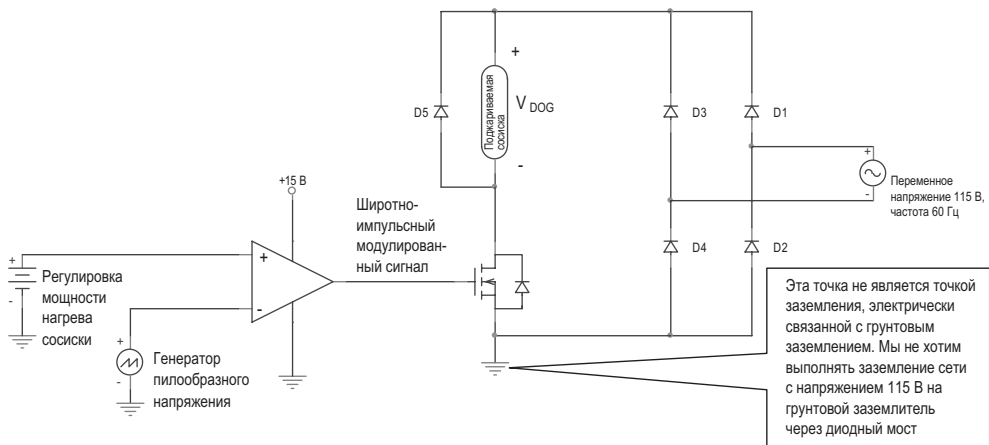


Рис. 6.15

Напряжение, которое подается на жарящуюся сосиску, V_{dog} , будет всегда иметь положительную полярность из-за двухполупериодного выпрямления, выполняемого мостовой схемой, состоящей из диодов D1 — D4. Этот прием позволяет нам использовать в качестве переключателя только один МОП полевой транзистор, а также позволит применить "шунтирующий" диод (D5) вместо того, чтобы использовать более сложную схему демпфирования. Результаты моделирования формы сигналов для этой схемы приводятся на рис. 6.16.

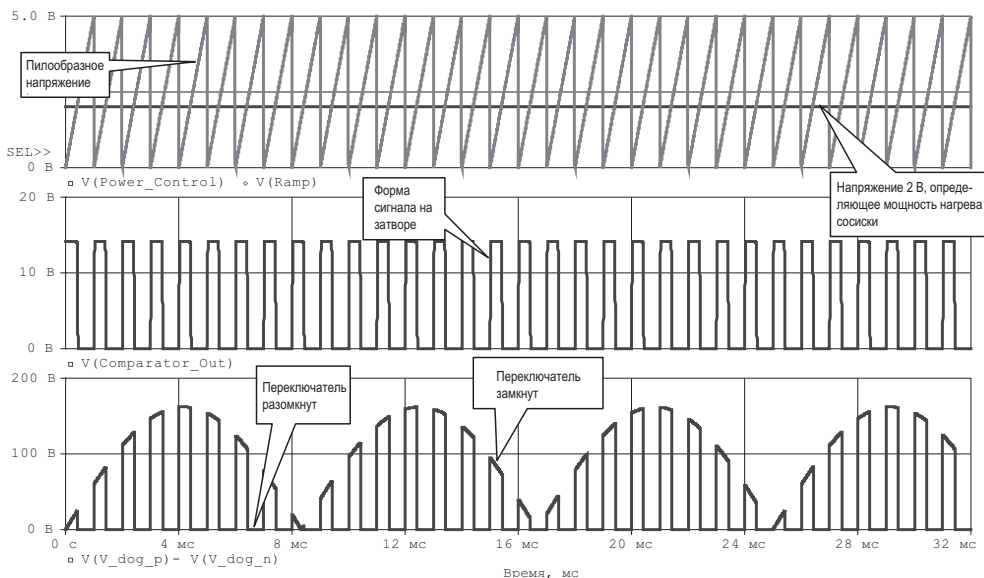


Рис. 6.16

Управление уровнем мощности, подводимой к нашей разогреваемой сосиске, осуществляется изменением уровня сигнала управления таким же образом, как мы изменяли сигнал управления скоростью вращения электродвигателя в ранее рассмотренном случае для двигателя постоянного тока. Для того чтобы увеличить подводимую мощность, мы увеличивали напряжение постоянного тока в сигнале, управляющем мощностью. Это будет увеличивать время включенного состояния переключателя и уровень мощности, подаваемой к сосиске. Пример, в котором напряжение сигнала, управляющего подаваемой мощностью, составляет 4 В, приводится на рис. 6.17.

Мы видим, что напряжение на сосиске почти полностью воспроизводит форму (положительной полуволны — В.Г.) синусоидального сигнала, а выделяющаяся при прохождении тока по сосиске мощность почти равна полной мощности. Для того чтобы уменьшить мощность, выделяющуюся в разогреваемой сосиске, мы уменьшаем напряжение постоянного тока сигнала, управляющего подводимой мощностью, что немедленно уменьшит время включенного состояния и, соответственно, уровень подаваемой мощности.

6.3. Полная схема устройства для жаривания сосисок

Полностью электрическая схема устройства, предназначенного для жаривания сосисок, приводится на рис. 6.18.

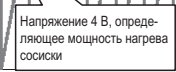


Рис. 6.17

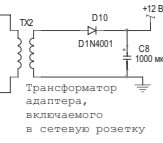


Рис. 6.18

Данная схема почти идентична схеме, которая использовалась для управления скоростью вращения вала электродвигателя постоянного тока, за исключением некоторых очевидных отличий. Так, наша схема питается от сети переменного тока с напряжением 115 В, нам необходим источник питания с постоянным напряжением +12 В, от которого будет питаться наша схема. Это делается с использованием трансформатора адаптера, включаемого в настенную розетку, диода (D_{10}) и конденсатора (C_8). Автономные источники постоянного тока обсуждались нами в разделе 1.2, поэтому источник питания здесь обсуждаться не будет.

Схема рассчитывалась, чтобы жарить одновременно четыре сосиски (хотя я никогда не проверял на практике ее способность выдержать такую нагрузку по мощности). В ней в качестве переключателей ($X1$ и $X2$) я использовал два включенных параллельно МОП полевых транзистора, рассчитанных на большую мощность рассеяния. Вы можете свободно использовать параллельное включение МОП полевых транзисторов для того, чтобы получить переключатели для более высоких токов. Так как мы используем мощные МОП полевые транзисторы, а также собираем высоковольтную схему, рассчитанную на высокую потребляемую мощность, необходимо предусмотреть некоторые дополнительные меры безопасности в схеме управления затвором. Выходной сигнал обычного операционного усилителя или компаратора в состоянии отдавать ток величиной всего в несколько миллиампер. Между выводами затвора и истока МОП полевого транзистора имеется встроенный конденсатор, поэтому для того, чтобы обеспечить быстрое включение и выключение МОП полевого транзистора, нам необходимо очень быстро заряжать и разряжать этот конденсатор. Для того чтобы заряжать и разряжать конденсатор затвор-исток, мы будем использовать микросхему управления затвором TC4424, которая способна управлять емкостными нагрузками при пиковом значении тока в 3 А. Она будет в состоянии обеспечить включение и выключение переключателя на МОП полевом транзисторе значительно быстрее, чем это сможет делать выходной сигнал схемы сравнения, что приведет к более эффективной работе переключателя на МОП полевом транзисторе. Сопротивление резистора R_2 было выбрано равным 3,9 Ом, чтобы ограничить ток схемы управления затвором пиковым значением 3 А (если 12 В разделить на сопротивление 3,9 Ом, то получим ток, примерно равный 3 А).

Цепи, представленные на схеме диодами D_8 , D_9 и конденсаторами C_3 , C_4 , являются ограничивающими цепями, которые защищают затворы МОП полевых транзисторов от попадания на них напряжений, превышающих максимально допустимое по паспорту напряжение ± 20 В. Конденсаторы C_3 и C_4 заряжаются до напряжения 12 В и обеспечивают уровень напряжения +12 В, которое очень близко к величине напряжения на диодах D_8 и D_9 . Из соображений большей простоты анализа будем рассматривать конденсаторы C_3 и C_4 в качестве батареи. Диоды D_8 и D_9 являются диодами Шоттки, которые имеют крайне малое время переключения и характеризуются малым падением напряжения во включенном состоянии, равном примерно 0,3 В. Диод D_8 предотвращает увеличение напряжения на затворе выше значения примерно 12,3 В, тогда как диод D_9 предотвращает уменьшение напряжения на затворе ниже значения,

равного $-0,3$ В. При данном варианте использования транзистора в качестве высоковольтного переключателя, напряжение на стоке МОП полевого транзистора будет изменяться от нулевого значения до 162 В. Этот высоковольтный сигнал на стоке, имеющий прямоугольную форму, может оказаться поданным обратно на затвор через емкость встроенного конденсатора затвор-сток МОП полевого транзистора. Для того, чтобы предохранить затвор от попадания высоковольтных импульсов, мы добавляем ограничивающую цепь, состоящую из диодов D_8 , D_9 и конденсаторов C_3 , C_4 .

Последнее отличие между данной схемой и схемой управления скоростью вращения вала электродвигателя постоянного тока заключается в добавлении потенциометров $R3$ и $R4$. Они представляют собой два подстроечных потенциометра, которые мы настраиваем один раз, и затем более не изменяем их настроек. Если вы помните, то когда мы рассматривали схему управления электродвигателем, то амплитуда напряжения пилообразного сигнала, вырабатываемого интегральной микросхемой UC3525A, изменялась от значения примерно 1 В до значения примерно $3,3$ В. Без потенциометров $R3$ и $R4$ напряжение сигнала управления мощностью изменялось бы от нуля до 5 В, и большая часть диапазона этого изменения не использовалась бы и не оказывала бы никакого влияния на ту мощность, которую мы подаем на наши сосиски. Мы добавили потенциометры $R3$ и $R4$, после чего минимальное значение напряжения сигнала управления мощностью стало значительно меньше, чем 1 В, а максимальное значение стало чуть больше, чем 3 В. Это позволяет потенциометру, управляющему мощностью устройства, регулировать мощность во всем диапазоне перемещения своего движка. Потенциометры $R3$ и $R4$ изменяют свои сопротивления как переменные резисторы, поэтому мы можем согласовывать сигнал управления мощностью с характеристиками пилообразного сигнала.

6.4. Конструкция электродов

Одним из наиболее сложных элементов данной конструкции оказались электроды, которые мы должны воткнуть в нашу сосиску. Сами электроды показаны на фотографии (рис. 6.19).



Рис. 6.19

Мы использовали болты из нержавеющей стали, которые имели длину 20 мм и диаметр 6 мм, срезали шестигранные головки и остро заточили противоположные концы болтов. Нержавеющая сталь была выбрана из тех соображений, что при их

использовании уменьшалась вероятность вступления в химическую реакцию материала болта с материалом нагретой сосиски, а также из-за требований местных предписаний, регулирующих процесс приготовления пищи, которые требуют использования кухонных принадлежностей, изготовленных из нержавеющей стали. Концы болтов с резьбой оставались неповрежденными, поэтому мы могли использовать наконечники с проушинами для того, чтобы прикрепить провода к болтам. Мы не хотели использовать припой, для того чтобы соединить провод и электрод, так как припой содержит свинец, который мог бы диффундировать в сосиску при ее нагреве.

Собственно говоря, а почему мы выбрали болты такого большого диаметра? Прежде всего, потому что большое значение имеет площадь поверхности электрода. Нам, в первую очередь, необходим хороший электрический контакт между сосиской и электродом. Чем больше будет площадь поверхности, тем лучше будет электрический контакт. Далее, пока сосиска не нагрета, в ней содержится большое количество жидкости, которая обеспечивает нам хорошее электрическое соединение. По мере того, как сосиска нагревается, она начинает обезвоживаться вокруг электродов, увеличивая электрическое сопротивление сосиски в месте контакта с электродом. Увеличивающееся сопротивление снижает выделяющуюся электрическую мощность. Если площадь поверхности электрода окажется слишком малой, то далее окажется просто невозможным передавать необходимую для разогрева сосиски энергию без того, чтобы не переставлять электроды во время приготовления сосисок. Эта проблема и была решена путем выбора электродов такого сравнительно большого размера.

6.5. Форма напряжения и зажаренные сосиски

Схема работает просто замечательно. Осциллограммы формы напряжения при изменении уровня мощности, используемого при приготовлении сосисок, от малого уровня к высокому, представлены на рис. 6.20.

Осциллограммы напряжений в увеличенном масштабе для низкого и высокого уровней подводимой мощности представлены на рис. 6.21. Они показывают разницу в ширине импульсов значительно лучше.

Если посмотреть внутрь приготовленной таким способом сосиски, мы заметим, что цвет фарша в области двух электродов отличается. Когда мы использовали для разогрева сосисок переменный ток, концы обоих электродов были черными. Когда же мы использовали для приготовления сосисок выпрямленное напряжение, мы заметили, что площадь в области одного контакта почернела, а в области второго стала ярко-красного цвета с рыжеватым отливом. Мы не знаем, почему это произошло, но полагаем, что достаточно интересно отметить эту разницу. (Она, кстати, могла бы оказаться хорошим обоснованием для выполнения научной работы по государственному гранту!) Устройство для приготовления сосисок, в котором используется метод широтно-импульсной модуляции, показано на рис. 6.22. В приведенной на фотографии схеме

используется только один МОП полевой транзистор вместо двух, включенных параллельно. Поэтому данная схема не в состоянии обеспечить приготовление такого же количества сосисок одновременно, как если бы мы использовали два МОП полевых транзистора, включенных параллельно. Я же использовал схему только с одним МОП полевым транзистором по той причине, что я изготовил только одну пару электродов, и поэтому я смог приготовить одновременно только одну сосиску, вне зависимости от того, какой величины мощностью в состоянии управлять данная схема.

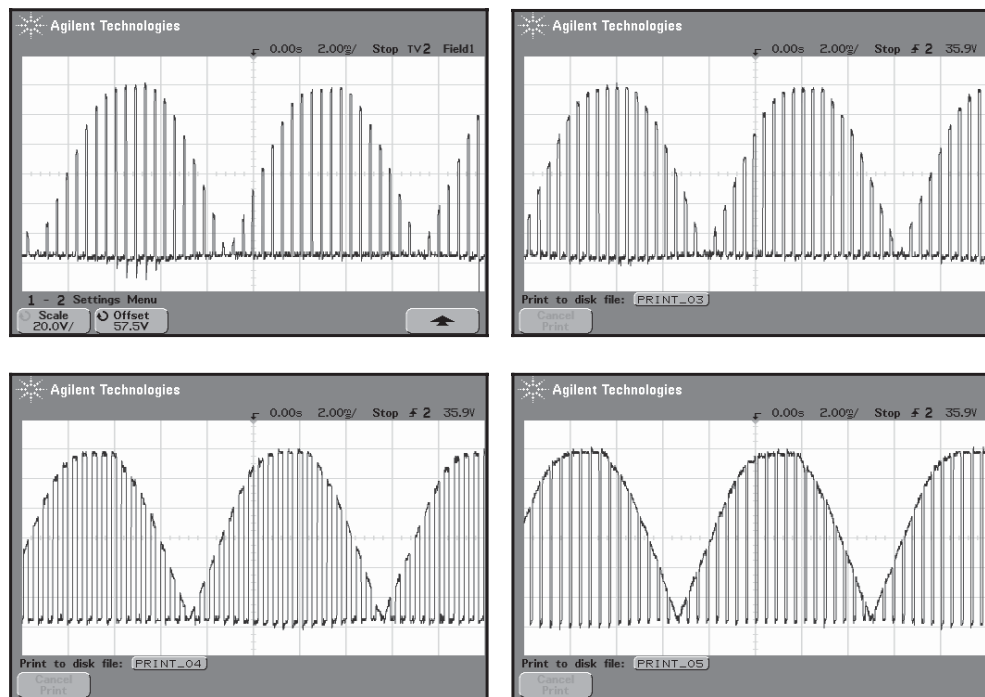


Рис. 6.20

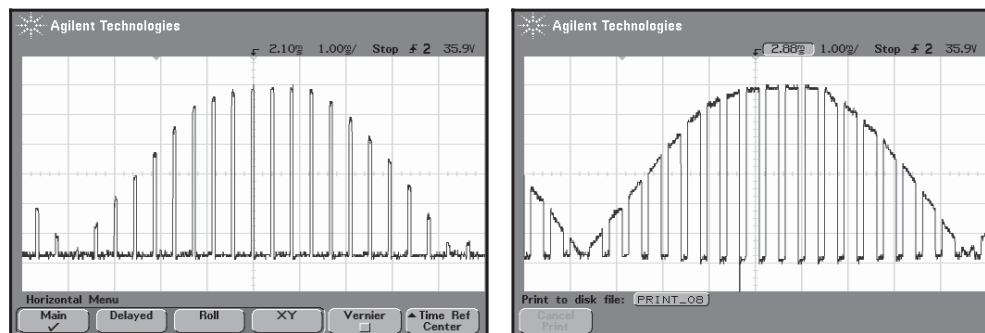
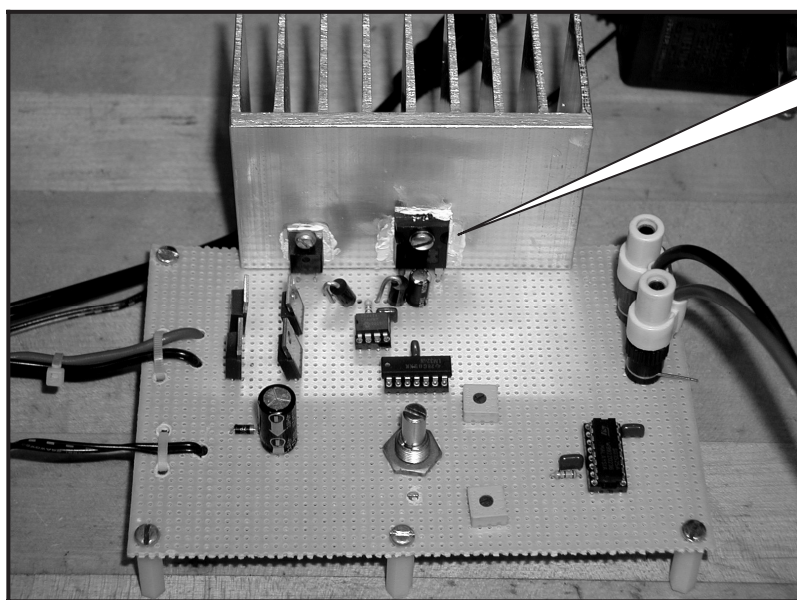


Рис. 6.21



Одиночный
мощный
МОП полевой
транзистор

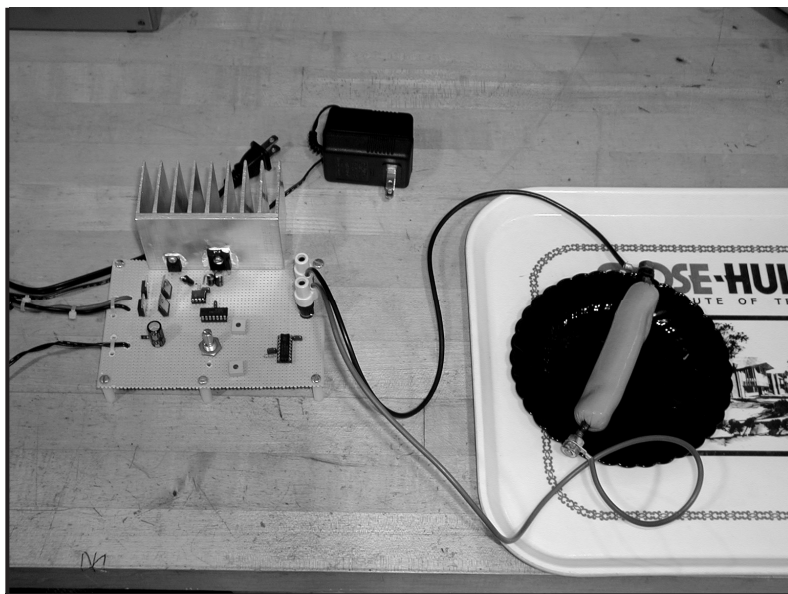


Рис. 6.22

Проект 7

Усилитель низкой частоты с магической обратной связью

В этом примере мы будем обсуждать двухтактный усилитель, в котором очень высокий уровень нелинейных искажений, возникающих из-за перехода сигнала через нулевой уровень, а также как, применив обратную связь, чудодейственным образом уменьшить уровень этих искажений. Сначала мы рассмотрим причины, по которым используются двухтактные усилители мощности. Далее обсудим, каким образом может быть использована обратная связь, чтобы снизить уровень искажений. А затем мы используем обратную связь в двухтактном усилителе, чтобы создать мощный усилитель низкой частоты, который характеризуется малым уровнем искажений. Усилитель, который мы создадим, сможет развивать примерно 90 Вт пиковой мощности при работе на нагрузку 4 Ом.

7.1. Немного теории

7.1.1. Усилители мощности

Предположим, что у нас есть источник низкочастотного сигнала, такой, например, как портативный CD-плеер, но нам хотелось бы усилить этот сигнал, а затем подать этот усиленный сигнал на нагрузку, выполненную в виде громкоговорителя и имеющего сопротивление 4 Ом. Сначала мы попытаемся усилить сигнал, используя для этих целей операционный усилитель либо отдельный усилитель на дискретных компонентах, такой, например, как усилитель, собранный по схеме с общим эмиттером. Основная проблема, связанная с использованием таких усилителей, заключается в том, что они в принципе не способны работать на большую по мощности нагрузку; если мы подключим к выходу операционного усилителя мощную нагрузку, то она заставит его немедленно перейти в режим насыщения. Подключение мощной нагрузки к усилителю, собранному по схеме с общим эмиттером или общим истоком, немедленно приведет к резкому уменьшению его усиления. Эти две топологии могут обеспечить нам усиление по напряжению, но они не в состоянии обеспечить работу на мощную нагрузку. Чтобы разрешить кратко описанную проблему, мы должны за нашим каскадом усилителя напряжения последовательно включить усилитель тока, который обладает высоким значением коэффициента усиления по току. Примером такого каскада служит усилитель, собранный по схеме эмиттерного повторителя. Если вы помните, усилитель на базе эмиттерного повторителя имеет коэффициент усиления по напряжению для слабого сигнала очень близкий к единице, но он обладает высоким

усилением по току, поэтому выходной ток такого усилителя значительно больше его входного. Типичный пример подобной схемы приводится на рис. 7.1.

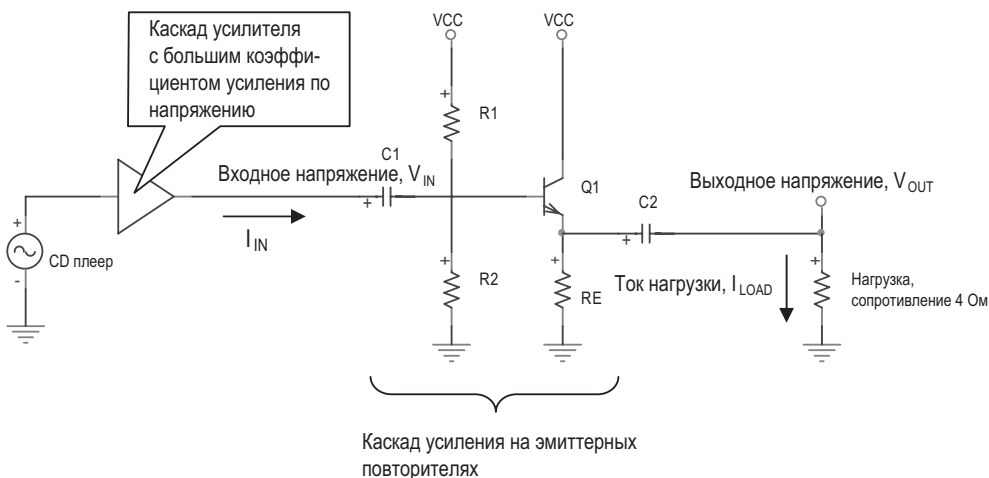


Рис. 7.1

Усилитель с высоким значением коэффициента усиления по напряжению показан схематично в виде треугольного символа. Мы принимаем, что сигнал, поступающий с выхода этого усилителя, имеет достаточный размах амплитуды напряжения, и мы используем схему эмиттерного повторителя, чтобы питать этим большим по величине амплитудного напряжения сигналом нашу нагрузку, имеющую сопротивление 4 Ом. Если вы изучали схему эмиттерного повторителя в аудитории, то вы вспомните, что отношение выходного напряжения V_{OUT} к входному напряжению V_{IN} может иметь значение, достаточно близкое к единице, $V_{OUT}/V_{IN} \sim 1$, а ток нагрузки, I_{LOAD} намного превышает значение входного тока I_{IN} , т. е. $I_{LOAD}/I_{IN} > 1$.

Если вы далее без тени смущения подадите на усилитель требуемые напряжения смещения, затем выполните анализ малых сигналов, вы можете думать, что разработали усилитель, который может возбуждать достаточно большую нагрузку. Укажем, что под термином "большая нагрузка" мы понимаем такую нагрузку, в которой протекает большой по величине ток, или же нагрузку с небольшим по величине сопротивлением. В данном примере мы называем нагрузку, характеризующуюся сопротивлением 4 Ом, большой нагрузкой. В качестве примера мы будем использовать усилитель, выполненный на базе n-p-n транзистора, включенного по схеме эмиттерного повторителя, который показан на рис. 7.2.

Если вы протестируете данный усилитель в лаборатории либо с использованием программ компьютерного моделирования, то вы сможете наблюдать осциллограммы формы входного и выходного сигналов в нем, которые приводятся на рис. 7.3.

Мы видим, что усилитель, выполненный на базе n-p-n транзистора, включенного по схеме эмиттерного повторителя, в состоянии усиливать только положительную полуволну синусоидального сигнала, но не отрицательную. Во время прохождения положительной полуволны синусоидального сигнала усилитель имеет коэффициент

усиления, примерно равный 0,85. В наших вводных курсах по электронике мы научились производить анализ для такого усилителя на основе приближения малого сигнала и всегда считали, что он в состоянии усиливать и передавать в нагрузку сигнал, который имеет синусоидальную форму; поэтому полученный выше результат вызывает у нас определенное удивление. Поломав немного голову, мы приходим к выводу, что для больших токов нагрузки и больших входных напряжений данный усилитель вовсе не является усилителем малых сигналов. Поэтому применение нами анализа, базирующегося на сигнале малого уровня, вовсе не является правомерным. Поэтому для меньших по величине токов нагрузки и более низких входных напряжений мы на выходе усилителя могли бы наблюдать сигнал синусоидальной формы, однако, для нашей конкретной схемы требуется подавать напряжение с большим размахом амплитуды в большую нагрузку. В заключение мы приходим к выводу, что при больших размахах амплитуд напряжений и токов, когда входное напряжение достигает достаточно большого отрицательного значения, мы в действительности закрываем базово-эмиттерный переход транзистора и выходной ток при отрицательной полярности сигнала срезается. Итак, мы заключаем, что усилитель, выполненный на базе n-p-n транзистора, включенного по схеме эмиттерного повторителя, может усиливать только положительную полуволну синусоидального сигнала.

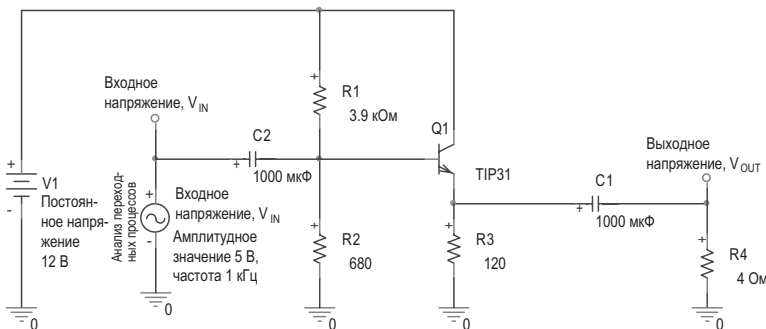


Рис. 7.2

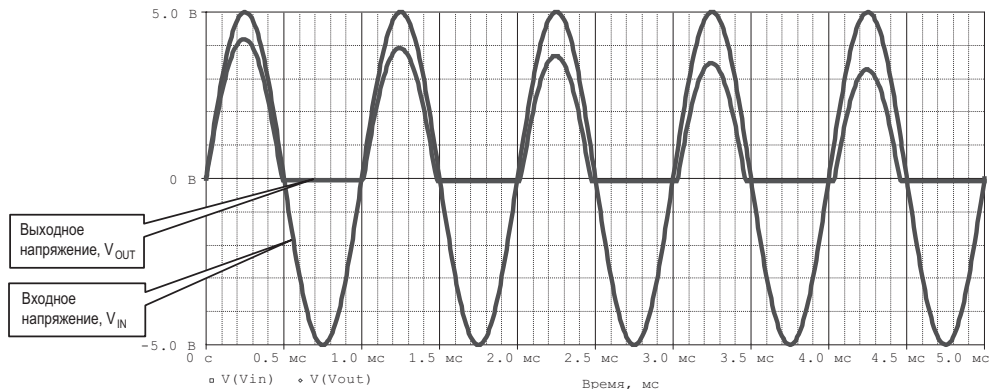


Рис. 7.3

Если же мы проанализируем эмиттерный повторитель, выполненный на p-n-p транзисторе, например, такой, что показан на рис. 7.4, то мы увидим, что такой усилитель способен пропускать только отрицательную полуволну синусоидального сигнала.

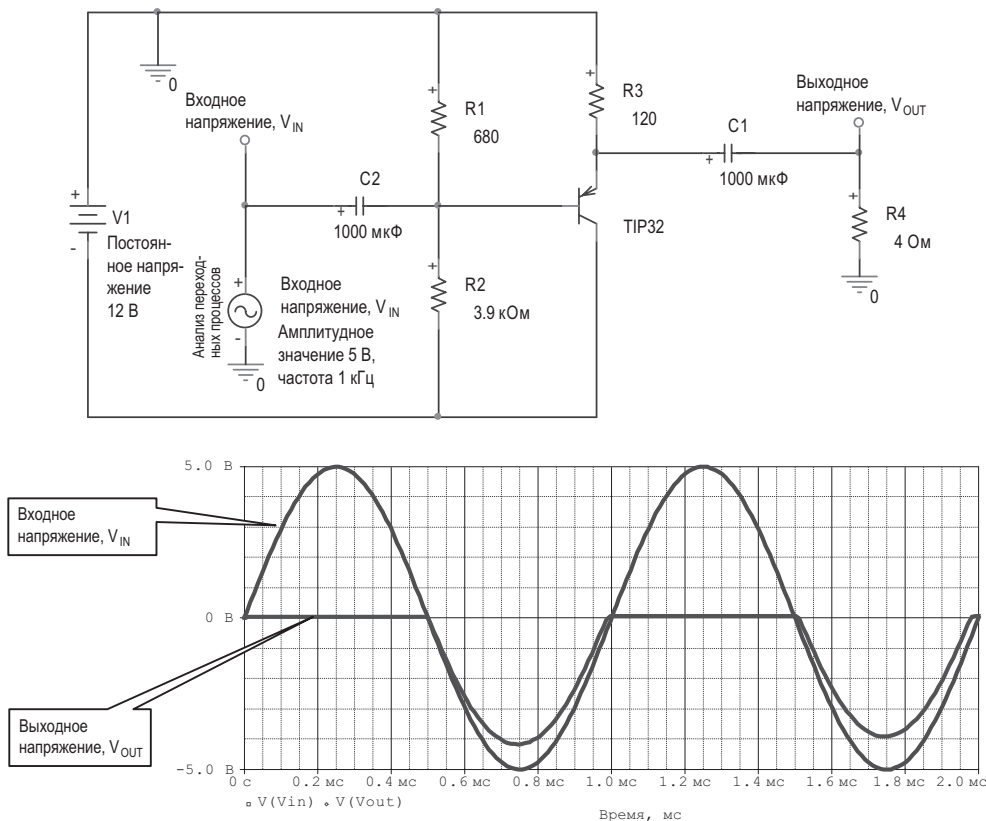


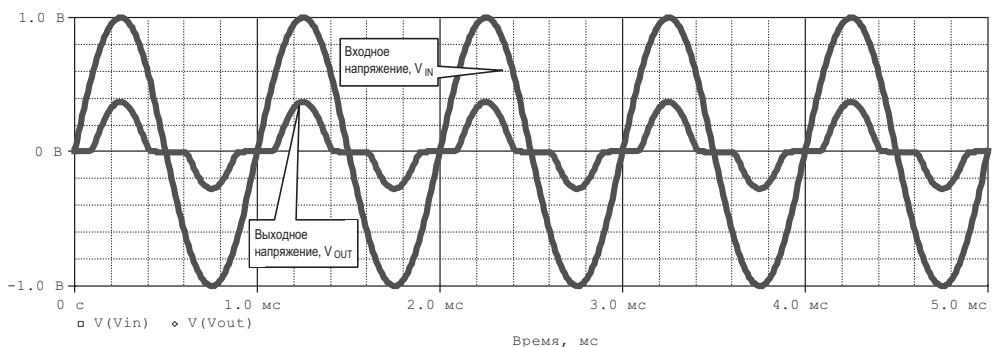
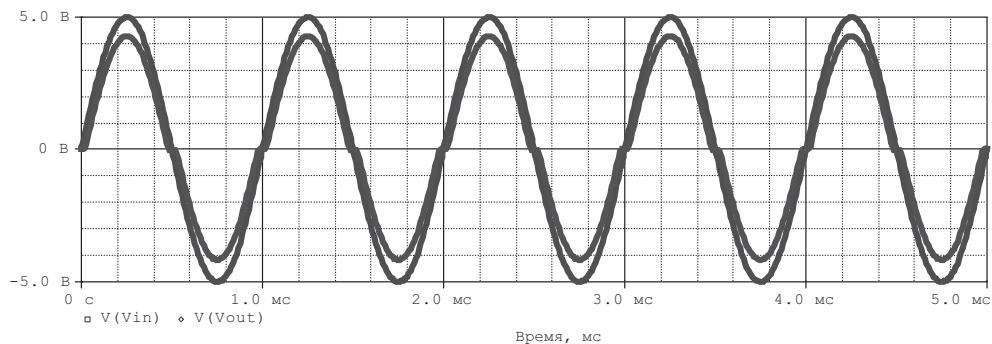
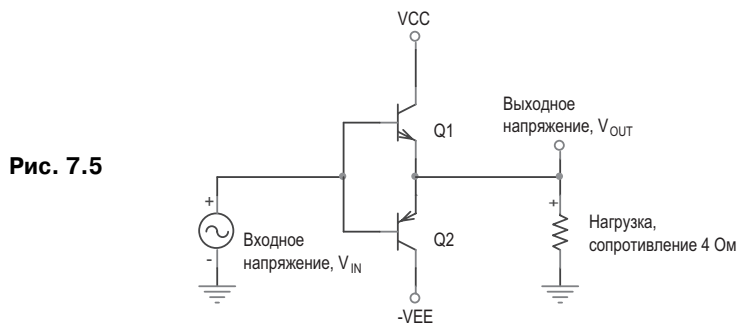
Рис. 7.4

Очевидным решением проблемы является объединение схем двух усилителей, выполненных на основе эмиттерных повторителей с транзисторами n-p-n и p-n-p типа проводимости, в единую схему, которая на практике получила название двухтактного усилителя. В случае простейшего схематического изображения двухтактного усилителя в данном примере, приводимом на рис. 7.5, не указаны источники, задающие напряжения смещения в усилителе.

Пример того, как выглядят осциллограммы входного и выходного сигналов подобного усилителя, приводится на рис. 7.6.

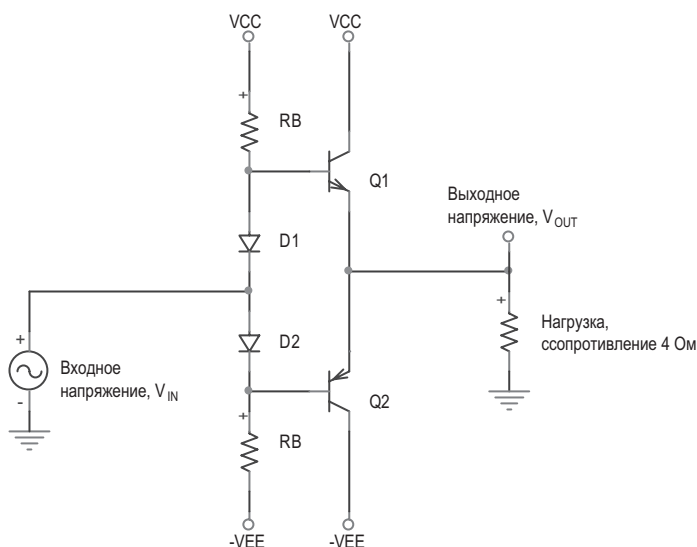
Мы видим, что такой усилитель может усиливать как положительную, так и отрицательную полуволны сигнала, имеющего синусоидальную форму. Однако, мы немедленно замечаем и проблему, которая возникает в тот момент времени, когда наш входной сигнал пересекает отметку нулевого уровня. Так как в нашем усилителе отсутствуют напряжения смещения, напряжение величиной 0,7 В, которое необходимо для откры-

тия базово-эмиттерного перехода транзистора, должно подаваться от входного источника напряжения. Итак, когда величина входного напряжения по модулю меньше, чем 0,7 В (или, $|V_{IN}| < 0,7$ В), оба транзистора окажутся закрытыми, и выходное напряжение усилителя в такой отрезок времени будет равно нулю. Этот тип искажений получил собственное наименование — искажения перехода сигнала через нулевой уровень (или искажений переходного процесса). Если мы используем небольшое входное напряжение, то искажения перехода сигнала через нулевой уровень станут проявляться более явственно. Осциллограммы сигнала для случая, когда амплитуда входного сигнала равна 1 В, приводятся на рис. 7.7.



Существует несколько способов избавиться от искажений, связанных с переходом сигнала через нулевой уровень. Наиболее очевидным решением является введение дополнительного источника с напряжением 0,7 В, чтобы он обеспечивал подачу на транзисторы напряжения, которое необходимо для открытия базово-эмиттерного перехода. На схеме, приведенной на рис. 7.8, мы, для того чтобы образовать источники напряжения 0,7 В, использовали диоды.

Рис. 7.8

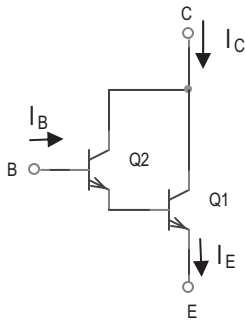


В таком усилителе устраняется проблема искажений, возникающих при переходе сигнала через нулевой уровень, но сразу же возникают новые, такие, например, как протекание большого по величине постоянного тока через транзисторы Q1 и Q2 в те моменты времени, когда входной сигнал отсутствует (равен нулю). Это постоянный ток, который протекает от шины питания V_{CC} к заземленной шине — V_{EE} , и иногда называется циркуляционным (или круговым) током. При протекании этого тока совершенно бесполезно расходуется энергия, и, кроме этого, он может достигать достаточно больших значений, если не будет выполнено полное согласование между характеристиками транзисторов и диодов. И, что еще хуже, этот напрасно растрачиваемый ток вызывает дополнительный разогрев транзисторов Q1 и Q2, приводя к большей тепловой нестабильности усилителя, что в итоге может привести к перегреву и выходу из строя указанных транзисторов. Мы можем разрешить эту проблему, если установим тепловую связь между диодами смещения и транзисторами Q1 и Q2, а также введя дополнительные эмиттерные резисторы. Итак, нам действительно надо улучшить двухтактный усилитель, изображенный на рис. 7.8, однако мы не будем показывать сейчас, как это сделать. Пока же мы собираемся показать, как избавиться от искажений перехода сигнала через нулевой уровень, используя для этого обратную связь.

Мы сделаем еще одно последнее изменение в схеме нашего двухтактного усилителя. Для этого будем подавать в нашу нагрузку большой по величине ток, поэтому по

транзисторам также будет протекать большой ток, и они должны быть достаточно мощными. Так как мощные транзисторы рассчитаны пропускать большие токи, то они имеют сравнительно малое значения коэффициента усиления по току (H_{FE}) по сравнению с маломощными транзисторами, рассчитанными для усиления малых сигналов. У обычного мощного транзистора усиление по току будет иметь значение между 5 и 25. Применительно к нашему усилителю вывод заключается в том, что входной источник должен в состоянии отдавать большой ток. Для того чтобы снизить входной ток, нам будет необходим мощный транзистор с большим значением коэффициента усиления по току. Высокое усиление может быть получено, если использовать два транзистора, включенных по схеме (рис. 7.9), которая получила название "схема Дарлингтона" [14].

Рис. 7.9



По транзистору Q1 протекает основной ток; это мощный транзистор с малым значением коэффициента усиления по току. Транзистор Q2 включен в базовую цепь транзистора Q1 и представляет собой прибор меньшей мощности, так как базовый ток транзистора Q1 намного меньше по величине коллекторного тока этого же транзистора Q1. Итак, в качестве транзистора Q2 можно использовать малосигнальный прибор, у которого высокое значение коэффициента усиления по току. Как показано на схеме, эти приборы можно рассматривать в виде единого прибора, имеющего три вывода. Для включения подобного прибора необходимо удвоенное значение базово-эмиттерного падения напряжения, однако, общее значение коэффициента усиления в схеме Дарлингтона представляет произведение коэффициентов усиления каждого из индивидуальных транзисторов,

$$I_C = H_{FE} I_B$$

$$I_E = ((H_{FE} + 1) I_B$$

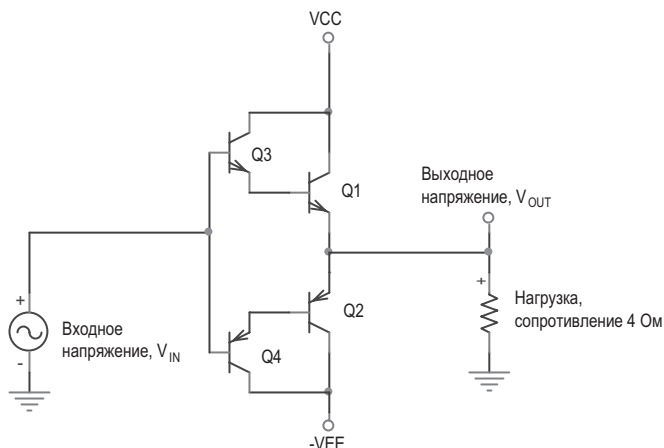
$$H_{FE} = H_{FE1} H_{FE2} + H_{FE1} + H_{FE2} \approx H_{FE1} H_{FE2}.$$

Итак, мы можем очень просто создать транзистор с высоким значением коэффициента усиления по току, используя для этих целей схему Дарлингтона. Для мощного транзистора Дарлингтона TIP102 минимальное значение параметра H_{FE} указывается равным 1 000 при величине тока коллектора 3 А, которое может наглядно сравниться с аналогичным параметром мощного транзистора TIP31, у которого мини-

мальное значение параметра H_{FE} равно 10 при таком же значении коллекторного тока 3 А.

При использовании транзисторов Дарлингтона наш двухтактный усилитель, обладающий искажениями перехода сигнала через нулевой уровень, будет выглядеть следующим образом (рис. 7.10).

Рис. 7.10



Следует указать, что данный двухтактный усилитель на базе транзисторов Дарлингтона имеет более высокий уровень искажений, вызванных переходом сигнала через нулевой уровень, по сравнению с вариантом схемы, в которой не использованы транзисторы Дарлингтона, так как входной источник питания должен обеспечивать два значения падений базово-эмиттерных напряжений, чтобы включить транзистор. Но именно этот вариант схемы усилителя мы будем использовать в следующих разделах.

7.1.2. Операционный усилитель, рассчитанный на большие токи

Операционные усилители очень просты для практического применения, но в действительности они обладают целым рядом ограничений. Одним из наиболее труднопреодолимых ограничений является то, что они способны отдавать в нагрузку ток величиной всего лишь в несколько миллиампер. В качестве примера рассмотрим неинвертирующий усилитель, схема которого приведена на рис. 7.11, и характеристики которого будут соответствовать расчетным только до тех пор, пока ток нагрузки будет равен нескольким миллиамперам, или даже еще ниже.

При работе на нагрузку величиной в несколько тысяч Ом выходной ток операционного усилителя будет составлять всего несколько миллиампер, при этих условиях режимы работы операционного усилителя будут соответствовать нормальным. Однако если мы будем использовать большую (по величине протекающего тока) нагрузку, скажем, имеющую сопротивление 4 Ом, операционный усилитель не сможет обеспечить протекание через себя больших токов, которые потребляла бы данная нагрузка, т. е. выходной ток операционного тока должен быть ограничен.

Мы можем создать схему операционного усилителя с высоким значением выходного тока, если используем каскадное включение операционного усилителя и нашего двухтактного усилителя. Пример схемы такого операционного усилителя, предназначенного для работы с большими по величине токами, показан на рис. 7.12.

Рис. 7.11

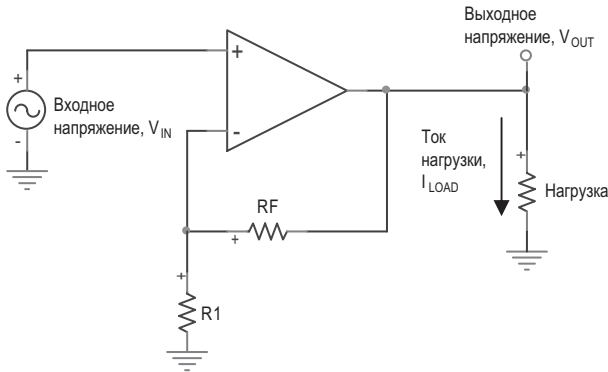
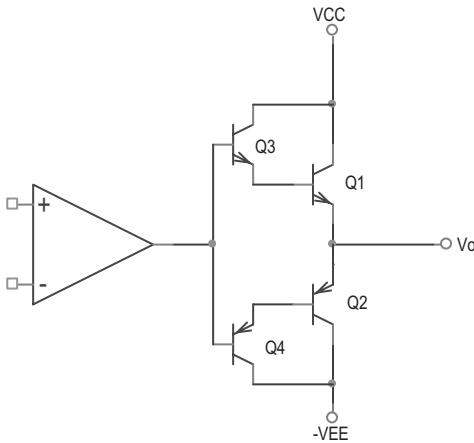


Рис. 7.12



Операционный усилитель характеризуется очень высоким значением коэффициента усиления разомкнутой цепи (обратной связи), обычно близким к величине 10^6 . Коэффициент усиления двухтактного усилителя очень близок к единице, поэтому общее усиление собранного по каскадной схеме усилителя остается очень высоким. Двухтактный усилитель способен возбуждать большую нагрузку, однако, полученный таким образом каскадный усилитель будет характеризоваться очень большим уровнем нелинейности из-за добавляемых двухтактным усилителем искажений, связанных с переходом сигнала через нулевой уровень. Таким образом, нам удалось создать усилитель, имеющий высокий коэффициент усиления по напряжению, способный обеспечивать большие выходные токи для работы на мощную нагрузку и характеризующийся высоким уровнем нелинейных искажений.

7.1.3. Обратная связь

Нам хотелось бы узнать, как можно использовать обратную связь, чтобы уменьшить нелинейность характеристики усилителя. Предположим, что мы имеем следующую схему (рис. 7.13).

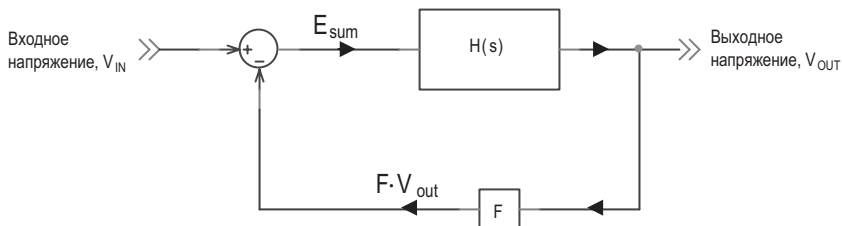


Рис. 7.13

Это принципиальная схема использования обратной связи для представленной в общем виде системы $H(s)$. В рассматриваемом примере системой $H(s)$ будет являться усилитель с большим значением коэффициента усиления. Мы не будем касаться частотных характеристик, поэтому будем использовать для нашей системы условие, что $H(s) = G$, где G представляет коэффициент усиления (передачи) разомкнутой цепи нашего усилителя.

Проведем анализ нашей системы. Входным сигналом для нашего звена (блока) обратной связи F является выходное напряжение V_{OUT} . Выходным сигналом нашего звена обратной связи является произведение входного напряжения нашего звена на величину коэффициента усиления F , иными словами, это будет произведение $F \cdot V_{OUT}$. Это напряжение представляет входной сигнал, которое поступает на отрицательный вход нашего суммирующего ввода, результат чего можно представить в следующем виде: $E_{SUM} = V_{IN} - F \cdot V_{OUT}$. Напряжение E_{SUM} представляет напряжение, которое подается на вход нашей системы G . Выходным сигналом системы G является умноженное на величину коэффициента усиления G напряжение входного сигнала, или:

$$V_{OUT} = G \cdot E_{SUM}$$

$$V_{OUT} = G \cdot (V_{IN} - F \cdot V_{OUT}).$$

Преобразование нашего уравнения к виду, выражающему отношение выходного напряжения к входному, V_{OUT}/V_{IN} , дает выражение:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{G}{1 + FG}$$

Для нашего рассматриваемого случая величина коэффициента усиления G будет представлять коэффициент усиления операционного усилителя, который имеет очень большое значение, а величина коэффициента усиления F обычно определяется величиной сопротивления используемого резистора обратной связи. Если произведение $F \cdot G \gg 1$, то тогда сумму $(1 + F \cdot G)$ можно принять приблизительно равной произведению $F \cdot G$. Тогда наше выражение упрощается до вида:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{G}{1 + FG} \approx \frac{G}{FG} = \frac{1}{F}.$$

Итак, при больших значениях коэффициента усиления при разомкнутой цепи обратной связи G усиление с обратной связью не зависит от свойств самого усилителя G , а определяется только величиной сопротивления резистора цепи обратной связи F . Этот результат является очень важным с практической точки зрения, так как значение коэффициента усиления G может изменяться на порядок величины, или даже более, может сильно зависеть от температуры, или же, как в рассматриваемом нами случае, может оказаться просто нелинейным. Поэтому, когда мы используем обратную связь, влияние всех этих нежелательных изменений свойств усилителя значительно снижается, а коэффициент усиления оказывается определяемым свойствами цепи обратной связи F , которая обычно состоит из резисторов, которые могут быть изготовлены с очень малыми допусками на величину сопротивления, имеют линейную характеристику, и их свойства не являются в такой степени зависимыми от изменений температуры, какой подвержены активные полупроводниковые приборы, используемые в схеме усилителя.

Это свойство обратной связи мы будем использовать для того, чтобы исключить искажения, связанные с переходом сигнала через нулевой уровень, в нашем двухтактном усилителе.

7.2. Двухтактный усилитель с обратной связью

Для того чтобы уменьшить нелинейность характеристики (или нелинейные искажения), вносимые двухтактным усилителем, мы добавим в наш операционный усилитель, рассчитанный для работы на большую нагрузку, обратную связь. В рассматриваемом примере мы будем использовать обратную связь с единичным коэффициентом усиления ($F = 1$), то есть случай, когда выходной сигнал подается непосредственно на минусовой вывод. Существует два способа, с использованием которых мы можем подключить обратную связь. В приведенной схеме (рис. 7.14) обратная связь охватывает только сам операционный усилитель.

При такой схеме включения обратная связь будет уменьшать нелинейность, вносимую операционным усилителем, поскольку операционный усилитель включен в контур обратной связи; однако, такой способ не повлияет на искажения, вносимые двухтактным усилителем. При такой схеме включения операционный усилитель выполняет роль буферного усилителя с коэффициентом усиления, равным единице, т. е. $V_X/V_{IN} = 1$.

Изменение напряжения V_X будет очень точно следовать за изменениями входного напряжения, V_{IN} , однако, в выходном напряжении, V_{OUT} , будет очень высокий уровень нелинейных искажений. Результаты компьютерного моделирования процессов в нашей схеме при работе на нагрузку 4 Ом, которые представлены изменениями вход-

ного напряжения V_{IN} , напряжения V_X и выходного напряжения V_{OUT} во времени, показаны на рис. 7.15.

Рис. 7.14

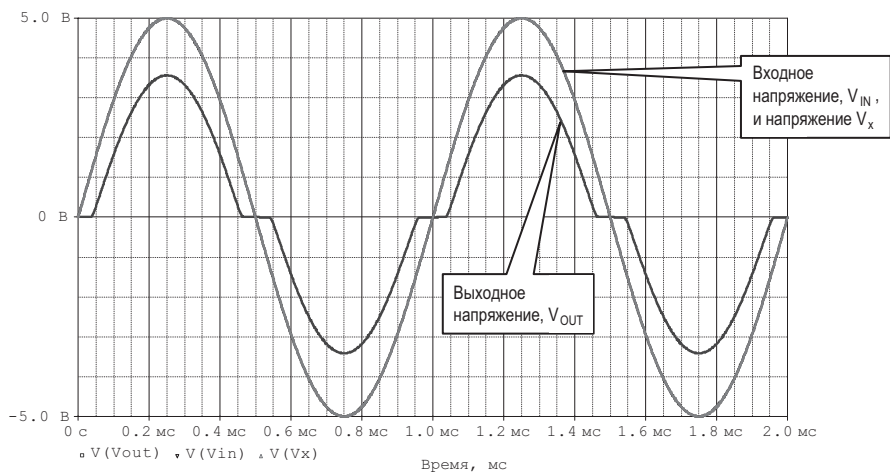
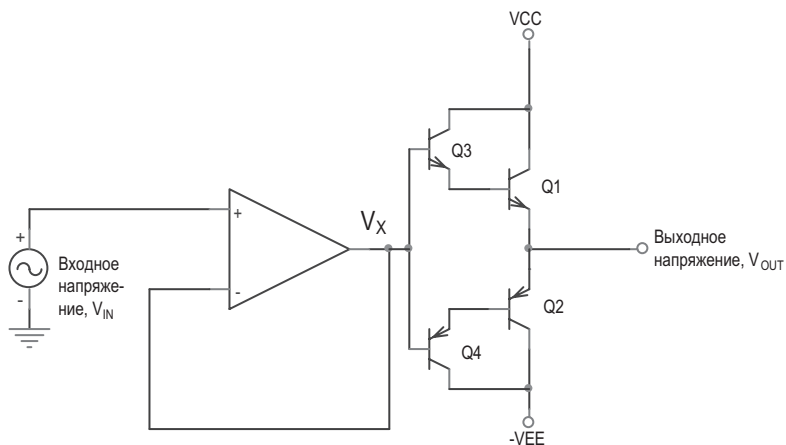


Рис. 7.15

Амплитудное значение напряжения входного синусоидального сигнала при моделировании составляло 5 В, а частота — 1 кГц. Результаты моделирования показывают, что напряжение V_X равно входному напряжению V_{IN} , причем оба имеют неискаженную синусоидальную форму. Выходной же сигнал, как и ожидалось, содержит искажения, связанные с переходом сигнала через нулевой уровень.

Совершенно очевидно, что выходной сигнал нашего усилителя искажен. Вы можете рассматривать искажения как некие (гармонические) сигналы, которые характеризуются некоторым набором частот и которые присутствуют в выходном сигнале, однако отсутствуют во входном. Для усилителя, который не вносит нелинейных ис-

кажений, характерно, что если на входе присутствует сигнал только с одной частотой, то и выходной сигнал будет характеризоваться только одной частотой, абсолютно равной частоте входного сигнала. В примере с нашим усилителем входной сигнал представлял собой синусоидальный сигнал с одной-единственной частотой 1 кГц. Для того чтобы проанализировать спектр частот, содержащихся в выходном сигнале, мы можем воспользоваться программой компьютерного моделирования PSpice, позволяющей произвести разложение сигнала в ряд Фурье. Составляющие ряда мы можем анализировать графически, либо представить в виде текстового файла. На рис. 7.16 представлены результаты разложения в ряд Фурье входного сигнала V_{IN} , напряжения V_x и выходного напряжения V_{OUT} . На верхней зависимости представлены результаты разложения в ряд сигналов V_{IN} и напряжения V_x , а на нижнем — результаты разложения выходного сигнала V_{OUT} .

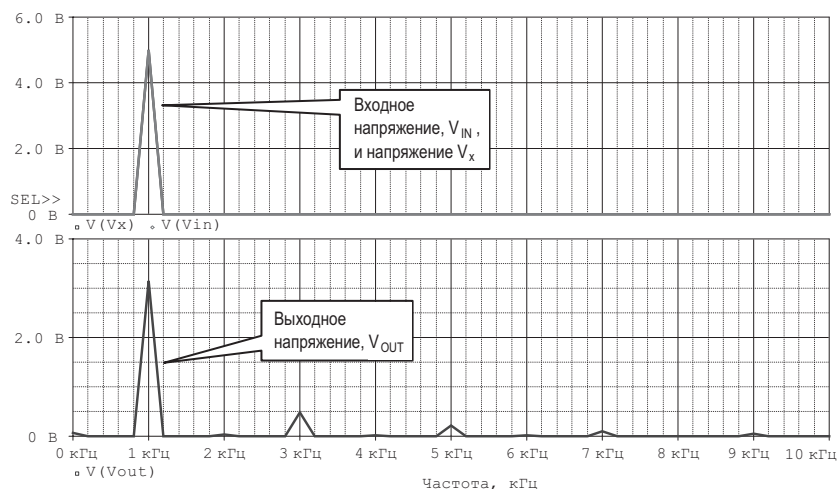


Рис. 7.16

На приведенных зависимостях мы видим, что напряжения V_{IN} и V_x характеризуются только одним пиком, со всей очевидностью демонстрирующим, что эти сигналы содержат составляющую только с одной частотой, в нашем случае равной 1 кГц. В спектральном разложении выходного сигнала (V_{OUT}) содержится уже несколько пиков, показывающих, что в выходном сигнале присутствует несколько составляющих, характеризующихся различными частотами и интенсивностями. В рассматриваемом случае наиболее выразительными являются сигналы с частотами 1, 3 и 5 кГц. Так как в выходном сигнале содержатся составляющие с частотами, которые отсутствуют во входном сигнале, это означает, что наш усилитель вносит в исходный сигнал искажения. Мы можем получить эту же информацию в виде таблицы, показывающей абсолютные значения. Ниже представлена таблица, показывающая относительное содержание составляющих или гармоник в выходном сигнале.

РАЗЛОЖЕНИЕ В РЯД ФУРЬЕ ПЕРЕХОДНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ $V(V_{OUT})$
 Составляющая постоянного тока = 5,861058E-02

Номер гармоники	Частота (Гц)	Член ряда Фурье	Приведенный член	Фаза (град.)	Приведенная фаза (град.)
1	1,000E+03	3,148E+00	1,000E+00	-8,192E-02	0,000E+00
2	2,000E+03	2,744E-02	8,716E-03	-9,049E+01	-9,033E+01
3	3,000E+03	4,905E-01	1,558E-01	1,799E+02	1,801E+02
4	4,000E+03	1,885E-02	5,987E-03	-9,083E+01	-9,050E+01
5	5,000E+03	2,243E-01	7,125E-02	1,797E+02	1,801E+02
6	6,000E+03	1,233E-02	3,917E-03	-9,098E+01	-9,049E+01
7	7,000E+03	1,070E-01	3,398E-02	1,793E+02	1,798E+02
8	8,000E+03	6,935E-03	2,203E-03	-9,113E+01	-9,047E+01
9	9,000E+03	4,408E-02	1,400E-02	1,785E+02	1,792E+02
10	1,000E+04	2,552E-03	8,105E-04	-9,131E+01	-9,049E+01

Коэффициент общих нелинейных искажений равен 1,756004E+01 процента

Приведенные в виде таблицы данные показывают амплитуду и частоту каждой составляющей в выходном сигнале усилителя. Вторая колонка таблицы показывает частоту каждой составляющей, выраженную в герцах. Третья колонка показывает амплитуду каждой составляющей. Мы видим, что в выходном сигнале имеются составляющие, частота которых лежит в диапазоне от 1 до 10 кГц. Наибольшую амплитуду, равную 3,148 В, имеет составляющая с частотой 1 кГц. Для усилителя, у которого полностью отсутствуют искажения, в выходном сигнале должна будет содержаться составляющая только с одной частотой, той же, что содержится и во входном сигнале. Однако мы видим, что в выходном сигнале присутствуют составляющие с различными частотами. Например, в выходном сигнале содержится составляющая, имеющая частоту 3 кГц, амплитуда которой составляет 0,4905 В. Приведенная ниже таблицы строка информирует нас, что общие нелинейные искажения усилителя в нашем случае составляют 17,56%, что чересчур много из-за искажений, вызванных переходом сигнала через нулевой уровень. Большая часть данных искажений возникает из-за работы двухтактного усилителя.

Более хороший способ подключения обратной связи приводится на схеме (рис. 7.17).

В данной схеме обратная связь охватывает операционный усилитель и двухтактный усилитель, снижая общий уровень вносимых ими искажений. Результаты компьютерного моделирования процессов в схеме при работе на нагрузку 4 Ом, которые представлены изменениями входного напряжения V_{IN} и выходного напряжения V_{OUT} во времени, показаны на рис. 7.18.

Действие обратной связи уменьшает уровень искажений до такой степени, что мы не можем видеть разницы между формами сигнала входного и выходного напряжений. На графике показаны две зависимости, но они полностью совпадают друг с другом.

Для невооруженного глаза приведенные зависимости (см. рис. 7.18) располагаются настолько близко друг к другу, что мы могли бы принять, что в усилителе полностью отсутствуют искажения. Гораздо более точный способ оценить уровень искаже-

ний заключается в том, чтобы рассмотреть частотный спектр входного и выходного сигналов (рис. 7.19).

Рис. 7.17

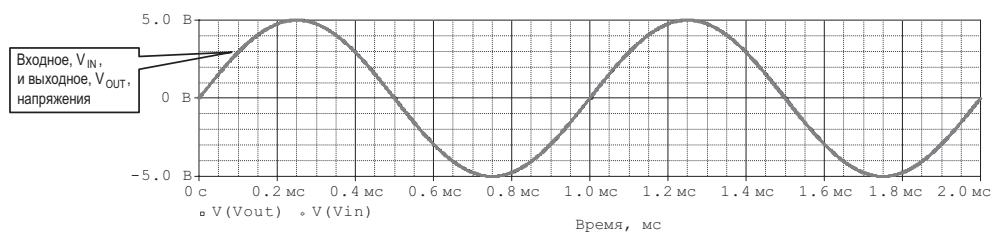
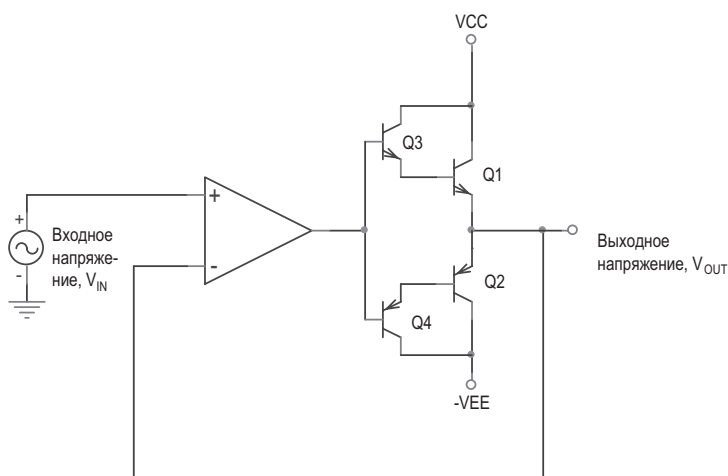


Рис. 7.18

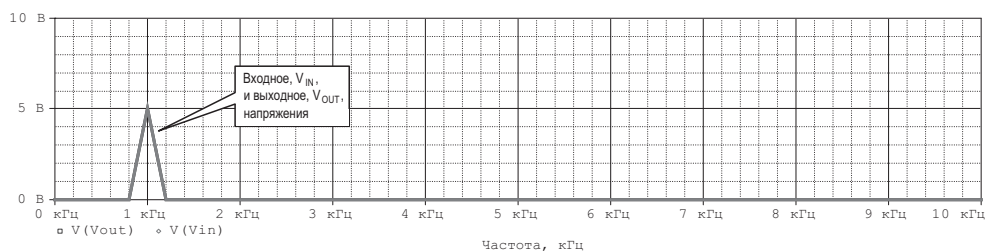


Рис. 7.19

Как входной, так и выходной сигналы содержат одиночный пик, имеющий частоту 1 кГц. Другие пики частотного спектра также могут присутствовать в выходном сигнале, но их амплитуда слишком мала, чтобы их можно было различить на приведенном графике. Для того чтобы произвести более точную оценку составляющих выходного сигнала, мы должны будем рассмотреть распечатку данных выходного сигнала, полученных с использованием преобразования Фурье для данного усилителя.

РАЗЛОЖЕНИЕ В РЯД ФУРЬЕ ПЕРЕХОДНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ $V(V_{OUT})$
 Составляющая постоянного тока = 1,154523E-05

Номер гармоники	Частота (Гц)	Член ряда Фурье	Приведенный член	Фаза (град.)	Приведенная фаза (град.)
1	1,000E+03	5,000E+00	1,000E+00	-9,197E-02	0,000E+00
2	2,000E+03	5,382E-05	1,077E-05	-2,442E+01	-2,423E+01
3	3,000E+03	2,843E-03	5,686E-04	-9,414E+01	-9,386E+01
4	4,000E+03	2,108E-05	4,216E-06	-8,018E+01	-7,981E+01
5	5,000E+03	2,804E-03	5,608E-04	-9,693E+01	-9,647E+01
6	6,000E+03	2,047E-05	4,094E-06	-9,114E+01	-9,058E+01
7	7,000E+03	2,775E-03	5,550E-04	-9,978E+01	-9,914E+01
8	8,000E+03	2,024E-05	4,048E-06	-1,026E+02	-1,018E+02
9	9,000E+03	2,752E-03	5,503E-04	-1,027E+02	-1,018E+02
10	1,000E+04	2,065E-05	4,130E-06	-1,133E+02	-1,123E+02

КОЭФФИЦИЕНТ ОБЩИХ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ РАВЕН 1,117570E-01 ПРОЦЕНТА

Мы видим, что в выходном сигнале в действительности присутствуют составляющие, которые отсутствуют во входном сигнале, поэтому усилитель в реальности вносит дополнительные нелинейные искажения. Следует вспомнить, что входной сигнал представлял собой гармонический сигнал, имеющий только одну частоту, равную 1 кГц. Составляющая с наибольшей амплитудой в выходном сигнале имеет такую же частоту, что и входной сигнал, однако остальные составляющие очень малы. Составляющая выходного сигнала с частотой 1 кГц имеет амплитуду 5 В. Составляющей с максимальной амплитудой, которая отсутствует во входном сигнале, является третья гармоника с частотой 3 кГц, но ее амплитуда составляет 2,843 мВ. Итак, этот усилитель не является абсолютно свободным от искажений, однако, величина гармонических составляющих в выходном сигнале оказывается значительно меньше, чем в предыдущем случае. Последняя строка, приведенная после таблицы, говорит нам о том, что общие нелинейные искажения этого усилителя составляют 0,112%, что значительно меньше значения, полученного для предыдущего варианта подключения обратной связи, при котором нелинейные искажения составляли 17,56%.

Мы видим, что использование обратной связи значительно снижает уровень нелинейных искажений, добавляемых работой двухтактного усилителя. Данный прием по использованию обратной связи для снижения нелинейных искажений может быть использован в любом усилителе, имеющем высокий коэффициент усиления, и вы можете охватить усилитель контуром отрицательной обратной связи. Если бы мы использовали двухтактный усилитель, который изначально не имел бы искажений, вызванных переходом сигнала через нулевой уровень, мы тогда могли бы уменьшить общий уровень нелинейных искажений нашего усилителя не менее, чем на порядок величины. Мы же выбрали такой пример для того, чтобы наглядно увидеть результаты, воспользовавшись обычным осциллографом.

Чтобы наглядно продемонстрировать в условиях лаборатории рассмотренный подход к проблеме, мы воспользуемся схемой, приведенной на рис. 7.20.

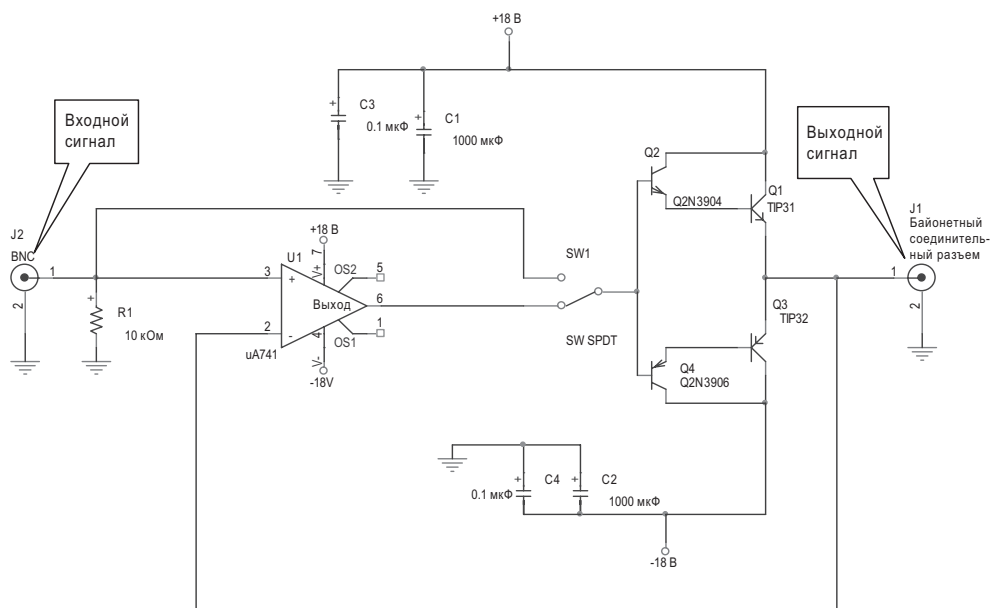


Рис. 7.20

Входной сигнал (J2) будет подаваться с сигнала генератора, либо, возможно, с другого каскада на операционном усилителе, который используется для усиления сигнала, поступившего с CD-плеера или какого-нибудь иного источника сигнала звуковой частоты. Выход (J1) может быть подключен к громкоговорителю с сопротивлением звуковой катушки 4 Ом. Тумблер (SW1) позволяет нам замыкать и размыкать контур обратной связи. Когда тумблер SW1 находится в своем нижнем положении (как показано на схеме), цепь обратной связи замкнута, и как операционный усилитель, так и двухтактный усилитель охвачены цепью обратной связи; у нас будет усилитель с малым уровнем искажений. Когда тумблер SW1 находится в верхнем положении, двухтактный усилитель оказывается подключенным непосредственно к источнику сигнала, а операционный усилитель оказывается исключенным из схемы. При верхнем положении тумблера обратная связь не действует, и мы сможем наблюдать искажения, вызванные переходом сигнала через нулевой уровень, на выходе нашей схемы.

На рис. 7.21 приводятся осциллограммы входного и выходного сигналов, когда тумблер находится в верхнем положении.

Совершенно очевидно, что в выходном сигнале присутствуют искажения, вызванные переходом сигнала через нулевой уровень. Быстрое преобразование Фурье¹ выходного сигнала представлено на графике (рис. 7.22).

Масштаб по горизонтальной оси для быстрого преобразования Фурье составляет 2 кГц на деление. Итак, в выходном сигнале содержится большое количество состав-

¹ Один из алгоритмов преобразования сигналов — Прим. перев.

ляющих, пики которых расположены на частотах 1, 3, 5, 7 и 9 кГц. Пики, полученные с использованием быстрого преобразования Фурье, можно сделать на осциллограмме более острыми, уменьшив частоту развертки осциллографа. Это позволяет полнее рассчитать параметры быстрого преобразования Фурье (рис. 7.23).

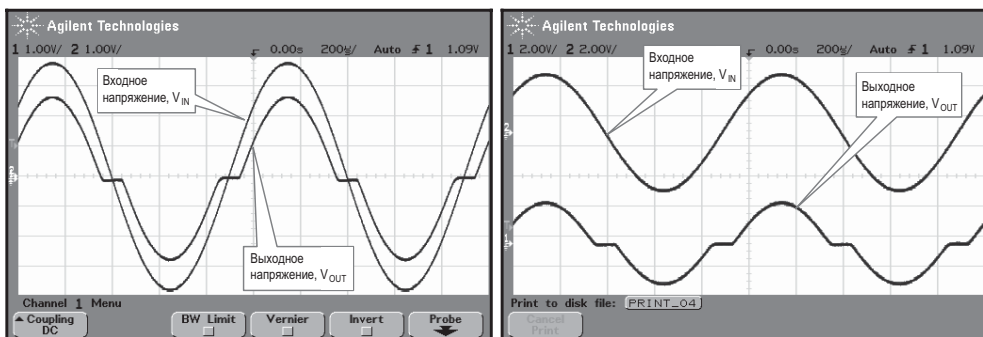


Рис. 7.21

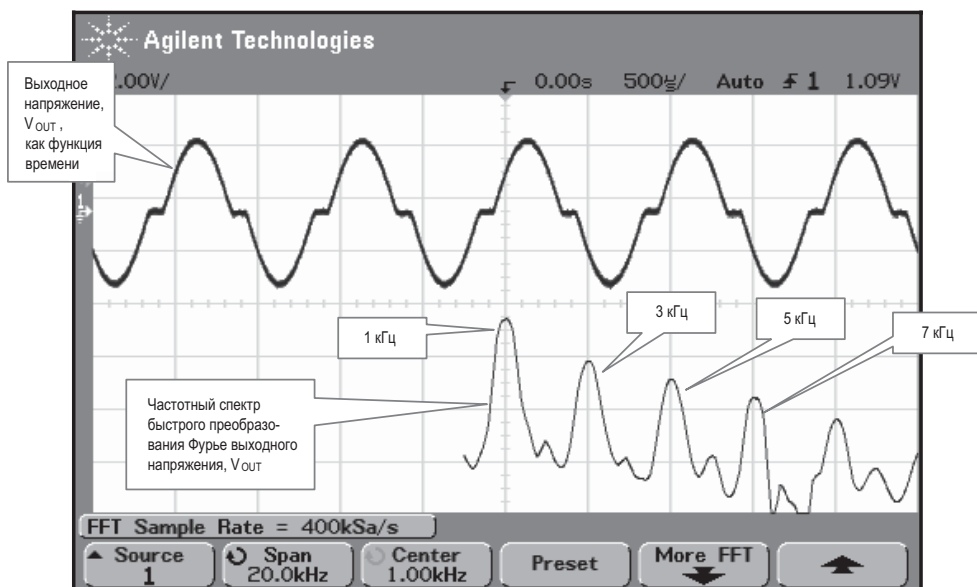


Рис. 7.22

Когда мы переключим тумблер и замкнем цепь обратной связи, искажения на экране осциллографа пропадут самым чудесным образом. Осциллограммы входного и выходного напряжений показаны для наглядности на двух графиках (рис. 7.24).

Осциллограммы сигналов совпадают почти полностью. Результат применения быстрого преобразования Фурье к выходному сигналу усилителя показан на рис. 7.25.

Рис. 7.23

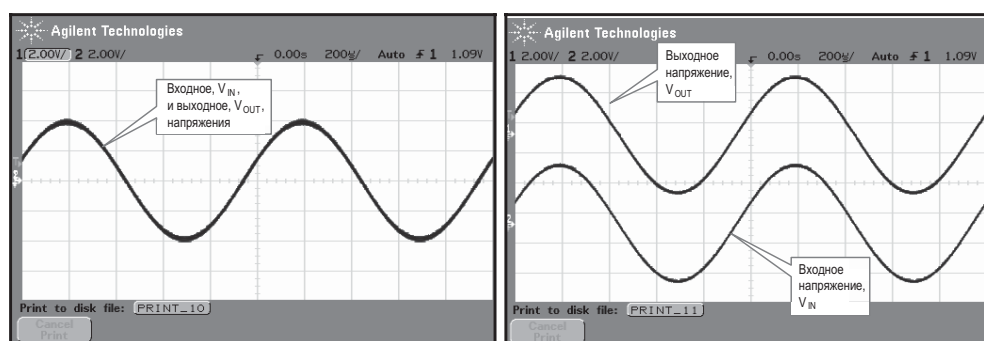
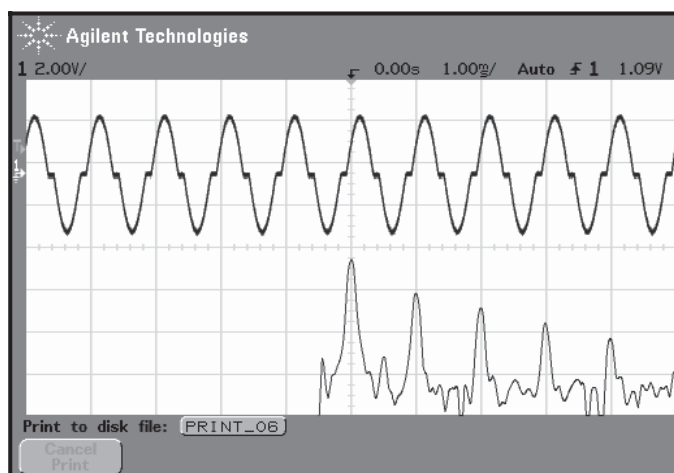


Рис. 7.24

При использовании большого масштаба изображения представляется, что в выходном сигнале содержится составляющая только с одним значением частоты, равным 1 кГц. Уменьшение частоты развертки, при котором на экране осциллографа будет укладываться большее количество периодов выходного сигнала, позволяет увеличить разрешение метода быстрого преобразования Фурье (рис. 7.26).

Использование этой осциллограммы помогает нам увидеть, что в быстром преобразовании Фурье выходного сигнала усилителя содержится единственный пик, указывающий, что в выходном сигнале содержится составляющая только с одним значением частоты.

Рассмотренный пример показывает, что мы можем использовать обратную связь для того, чтобы создать очень простой усилитель с малым уровнем нелинейных искажений. Мы можем заключить, что способ, которым можно получить такой усилитель, заключается в том, чтобы разработать усилитель с очень высоким значением коэффициента усиления, а затем использовать обратную связь, чтобы снизить коэффициент усиления и искажения. В рассмотренном усилителе используется источник пита-

ния с напряжением ± 18 В, поэтому он может питать сигналом с высоким амплитудным значением нагрузку с сопротивлением 4 Ом. Приведенная схема оказалась способной развивать более чем 50 Вт пиковой мощности в нагрузке 4 Ом.

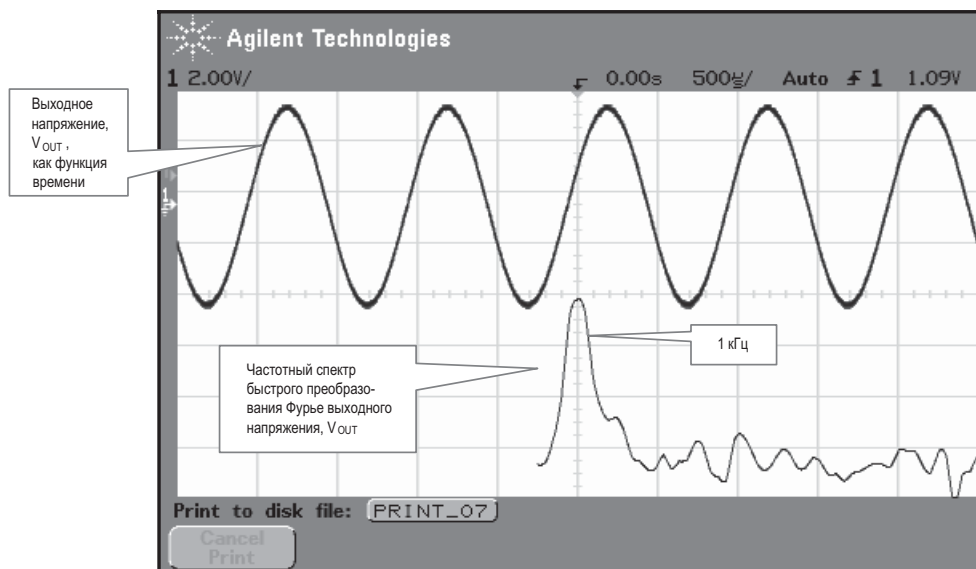


Рис. 7.25

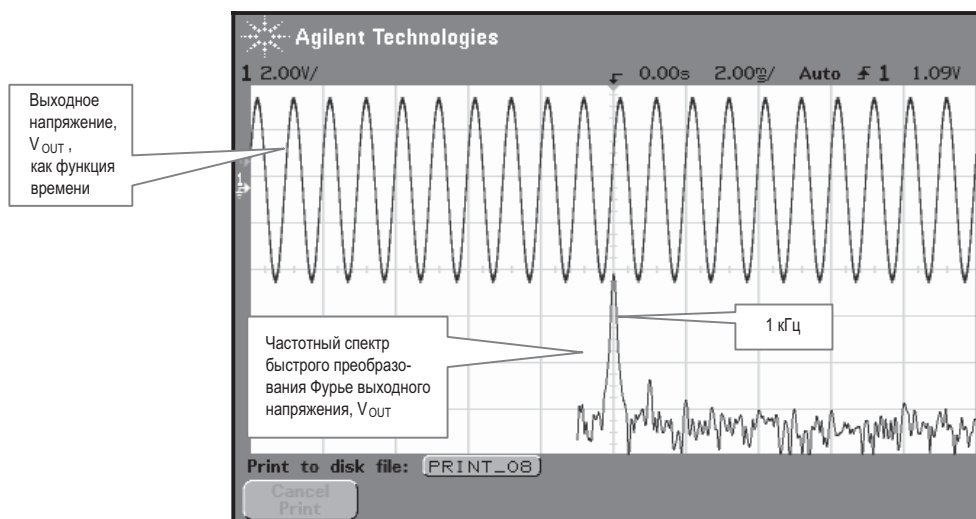


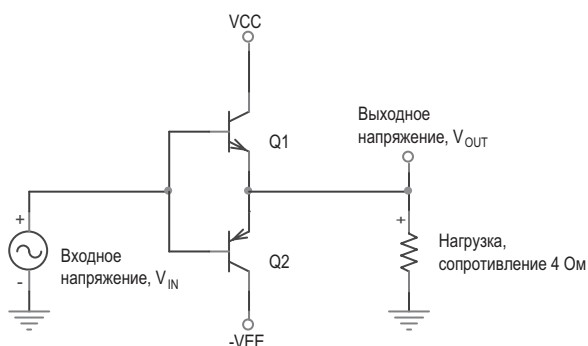
Рис. 7.26

Проект 8

Тепловая неустойчивость (разрушение) двухтактного усилителя

В предыдущем проекте мы обсудили схему двухтактного усилителя и методы устранения искажений, возникающих из-за перехода сигналом нулевого уровня. Представленная на рис. 8.1 схема изображает двухтактный усилитель в простейшей его форме.

Рис. 8.1



Такая схема характеризуется высоким уровнем нелинейных искажений, вызванных переходом сигнала через нулевой уровень (или так называемых искажений переходного процесса), так как напряжение, необходимое для того, чтобы открыть биполярный транзистор, должно подаваться от источника входного напряжения, V_{IN} . Поэтому, когда величина подаваемого на транзистор напряжения, $|V_{IN}|$, по абсолютной величине оказывается меньше, чем напряжения включения транзисторов, то ни транзистор p-n-p типа, ни транзистор n-p-n типа не будут в состоянии открыться, поэтому выходное напряжение в эти небольшие по длительности моменты времени окажется равным нулю. Осциллограммы входного и выходных напряжений, а также участки времени, в течение которых транзисторы оказываются закрытыми и не пропускают ток, показаны на рис. 8.2.

В рассмотренном ранее примере мы устранили искажения, связанные с переходом сигнала через нулевой уровень, за счет использования обратной связи. На этот раз мы продемонстрируем другой метод избавления от подобного рода нелинейных искажений. Однако, проблема, которая возникает при использовании данного метода, заключается в том, что он вызывает тепловую неустойчивость усилителя.

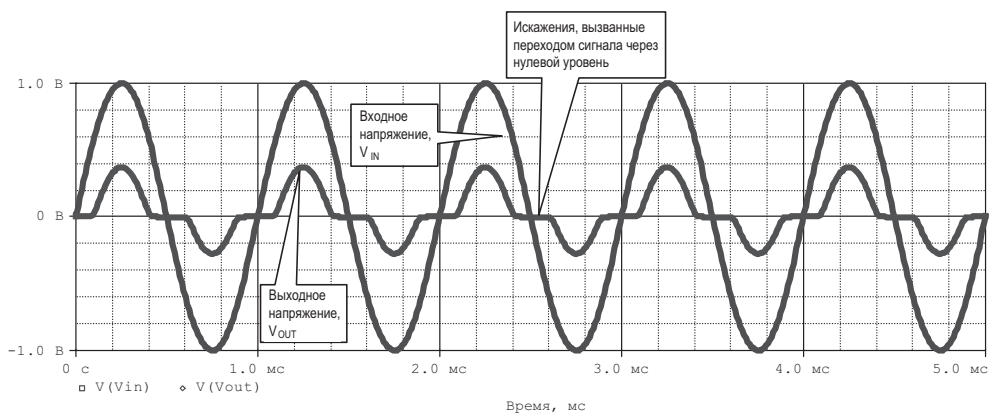


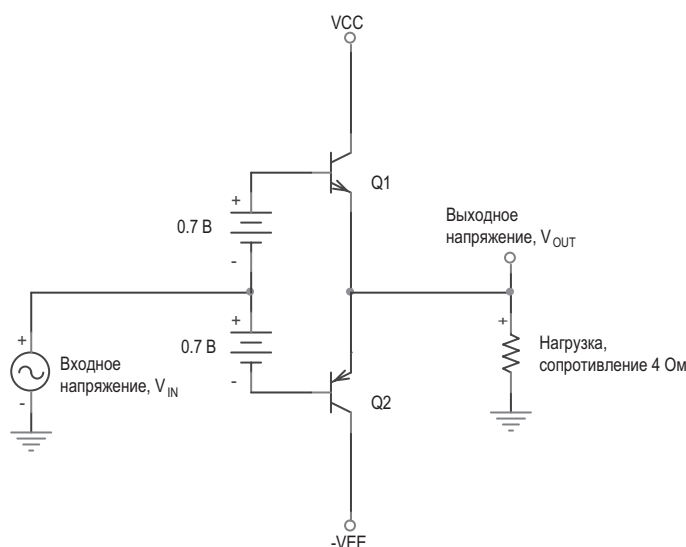
Рис. 8.2

В этом примере вы действительно сможете наблюдать, как полупроводниковые приборы разрушаются от перегрева в реальном масштабе времени. Если же у вас есть достаточно мощный источник питания, то транзисторы могут даже загореться. Демонстрация такой схемы потребует хладнокровия и спокойствия, но при этом надо будет четко осознавать, что если вы не будете достаточно осмотрительны и внимательны, то вы можете собрать достаточно опасную по своим последствиям схему. Усилитель мощности предназначен для того, чтобы передавать в громкоговоритель большую мощность, поэтому для него должен использоваться мощный источник питания. Поэтому совершенно не исключается, что если вы собрали мощный низкочастотный усилитель, используя при этом схему двухтактного усиления, то уровень мощности вашего источника питания окажется вполне достаточным для того, чтобы сжечь, что называется, дотла, мощные силовые транзисторы в вашей схеме. Будет совсем не здорово, если это окажется именно та схема, которую ваша компания разработала для использования в каком-нибудь транспортном средстве, или ином подобном ему варианте использования, когда присутствует большое количество огнеопасного топлива, и именно неисправность в вашей схеме явилась первопричиной пожара или другого неприятного происшествия. Тем не менее, очень интересно и даже немного забавно наблюдать, как транзисторы выходят из строя в условиях подконтрольного эксперимента и заставляют вас действительно поверить, что результаты использования подобной схемы могли бы оказаться катастрофическими.

8.1. Двухтактный усилитель с фиксированным смещением

В разделе 7.1.1 мы убедились, что смогли бы избавиться от искажений, вызванных переходом сигнала через нулевой уровень, если бы мы обеспечили подачу на каждый биполярный транзистор фиксированного по величине напряжения, равного примерно 0,7 В, которое необходимо для их открытия (рис. 8.3).

Рис. 8.3



Источники питания задают необходимые напряжения 0,7 В для смещения двух биполярных транзисторов, в результате чего эти транзисторы оказываются постоянно находящимися во включенном состоянии. Изменение во времени выходного напряжения, V_{OUT} , следует за изменением входного напряжения, V_{IN} , поэтому если мы переключим KVL контур с входа схемы V_{IN} на ее выход V_{OUT} , то падение напряжения 0,7 В на базово-эмиттерном переходе отменяет увеличение напряжения 0,7 В от источника фиксированного смещения. Результаты моделирования, которые позволяют наблюдать изменения во времени входного и выходного сигналов при использовании стандартных транзисторов TIP31 и TIP32, приводятся на рис. 8.4.

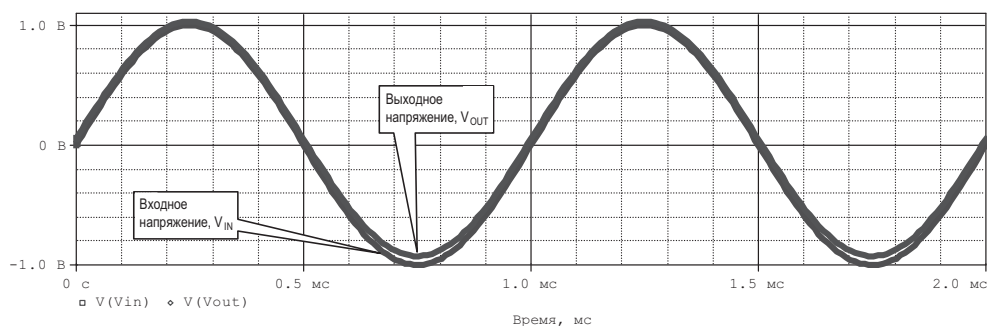
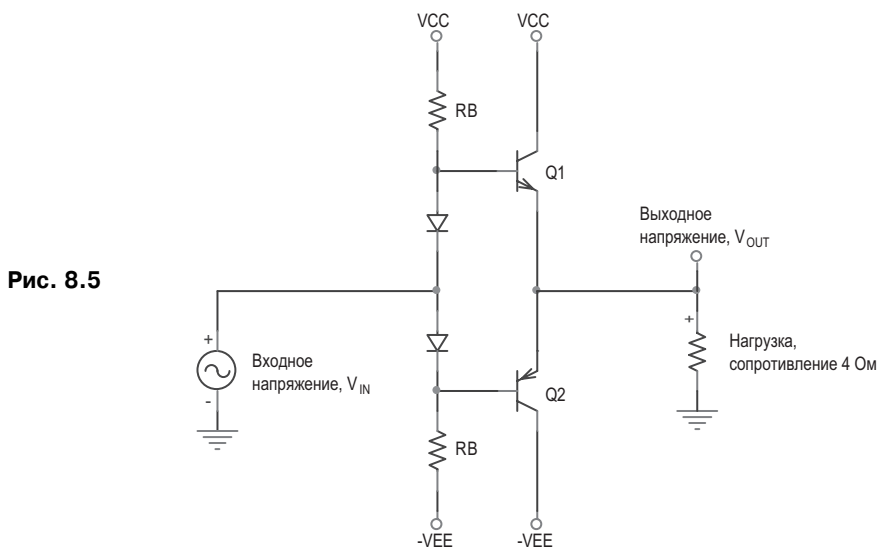


Рис. 8.4

Искажения, связанные с переходом сигнала через нулевой уровень, устранены. Также мы замечаем, что существует небольшой сдвиг по постоянной составляющей между входным и выходным сигналами, так как базово-эмиттерное напряжение, V_{BE} n-p-n транзистора не равняется в точности эмиттерно-базовому напряжению, V_{EB} , p-n-p транзистора. Исследуя значения напряжений смещения, выполненные в результате

собственного моделирования, я нашел, что напряжение V_{BE} составляет 649 мВ, тогда как напряжение V_{EB} составляет 751 мВ. Хотя транзистор TIP32 выполнен в виде комплементарного транзистора р-п-р типа по отношению к транзистору TIP31, характеристики комплементарной пары транзисторов в точности все-таки не совпадают, поэтому будет существовать некоторое различие в их параметрах.

Приведенные на схеме (см. рис. 8.3) источники, задающие постоянные по значению смещения транзисторов, могут на практике реализовываться различным образом. Один из методов заключается в использовании диодов, которые создают требуемые падения напряжения (рис. 8.5).

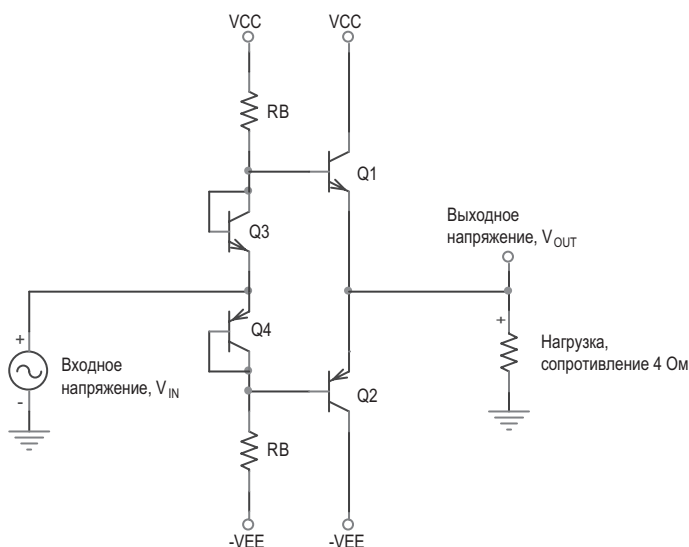


Мы можем только удивляться, как точно падение напряжения на диоде должно соответствовать величине напряжения, необходимого для работы биполярного транзистора. Если падение напряжения на диоде окажется слишком маленьким по величине, вы сможете наблюдать незначительные по величине искажения, вызванные переходом сигнала через нулевой уровень. Если же падение напряжения на диоде окажется слишком большим, то тепловая нестабильность и циркуляционные токи, которые мы обсудим немного позже, окажутся выраженными более сильно. Для того чтобы в точности согласовать напряжения смещения с параметрами биполярного транзистора, мы можем использовать точно такие же биполярные транзисторы, включенные по схеме диодов, чтобы обеспечить фиксированные значения напряжений смещений (рис. 8.6).

Чтобы обеспечить наилучшее согласование, вы постарались бы выбрать транзистор Q1 такой же модели, что и транзистор Q3, а транзистор Q2 той же модели, что и транзистор Q4. При полной идентичности их характеристик совпадение значений падений базово-эмиттерных напряжений может оказаться более точным, чем при использовании просто диодов. Коллекторные токи транзисторов Q1 и Q3 будут, од-

нако, отличаться, а так как транзисторы имеют дискретное исполнение, у них будут несколько отличающиеся параметры. Итак, даже если мы используем в качестве пар транзисторов Q1 и Q3, а также пар транзисторов Q2 и Q4 абсолютно одинаковые модели приборов, базово-эмиттерные напряжения могут оказаться совпадающими не настолько хорошо, как нам хотелось бы. Однако подобный прием действительно устраняет искажения, связанные с переходом сигнала через нулевой уровень. Последней проблемой, связанной с использованием совершенно одинаковых полупроводниковых приборов для пар транзисторов Q1 и Q3, а также пар Q2 — Q4, является то, что для усилителей большой мощности в качестве транзисторов Q1 и Q3 необходимо будет использовать мощные силовые транзисторы. В силу последнего обстоятельства все это выглядит сплошным транжирством — использовать мощный и дорогостоящий полупроводниковый транзистор в качестве диода. Вдобавок ко всему, мощный транзистор будет занимать много места на печатной плате.

Рис. 8.6



Другим методом задания напряжения смещения в рассматриваемой схеме является использование вместо диодов стабилитронов. Так как оказывается достаточно сложным подобрать стабилитроны с требуемым рабочим напряжением, мы будем использовать изображенную на рис. 8.7 цепь, которая заменяет по своим характеристикам стабилитрон.

Напряжение пробоя становится регулируемым и задается выбором соответствующих сопротивлений резисторов R1 и R2. Эта цепь работает наподобие стабилитрона лишь только для того направления тока, который указан стрелкой на схеме. Она не будет действовать наподобие диода в тех случаях, когда направление тока будет противоположным указанному на рисунке.

Мы также можем использовать данную цепь для того, чтобы задать напряжения смещения для двухтактного усилителя, при подаче которых мощные транзисторы окажутся всегда включенными (рис. 8.8).

Рис. 8.7

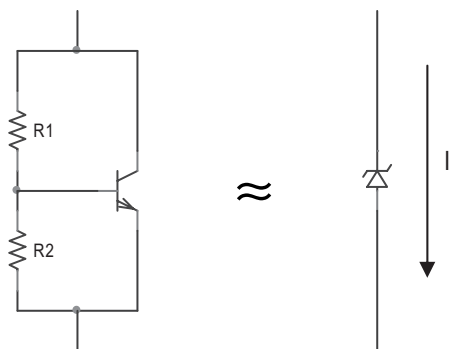
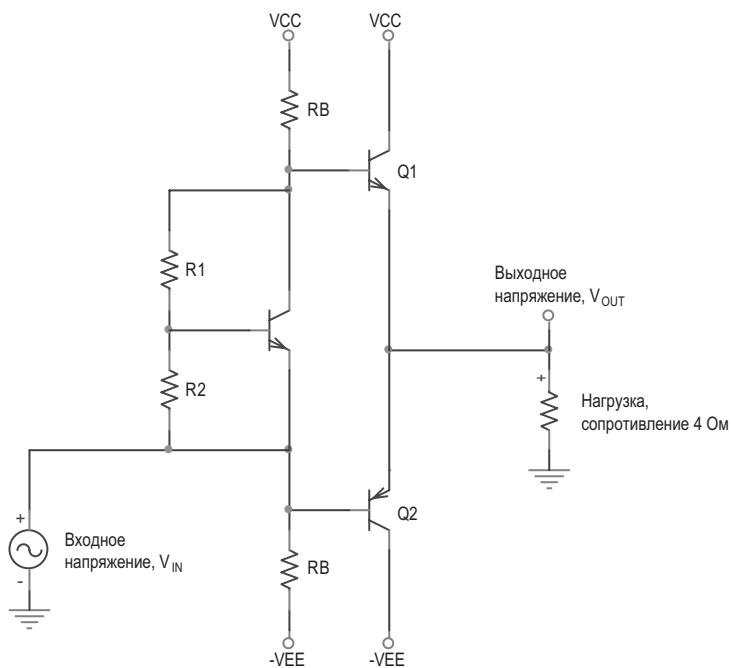


Рис. 8.8



У выходного сигнала всегда будет присутствовать постоянная составляющая, так как вход уже не оказывается подключенным к точке, потенциал которой оказывается настолько близким к потенциалу земли, как это наблюдалось в двух предыдущих случаях. Мы можем избавиться от этой постоянной составляющей за счет применения обратной связи (рис. 8.9), точно так же, как мы это делали в разделе 7.2.

Все рассмотренные способы будут устранять искажения, вызванные переходом сигнала через нулевой уровень, однако, во всех случаях схема усилителя может оказаться подверженной проблемам, связанным с тепловой неустойчивостью и круговым током, которые обсуждаются в следующем разделе.

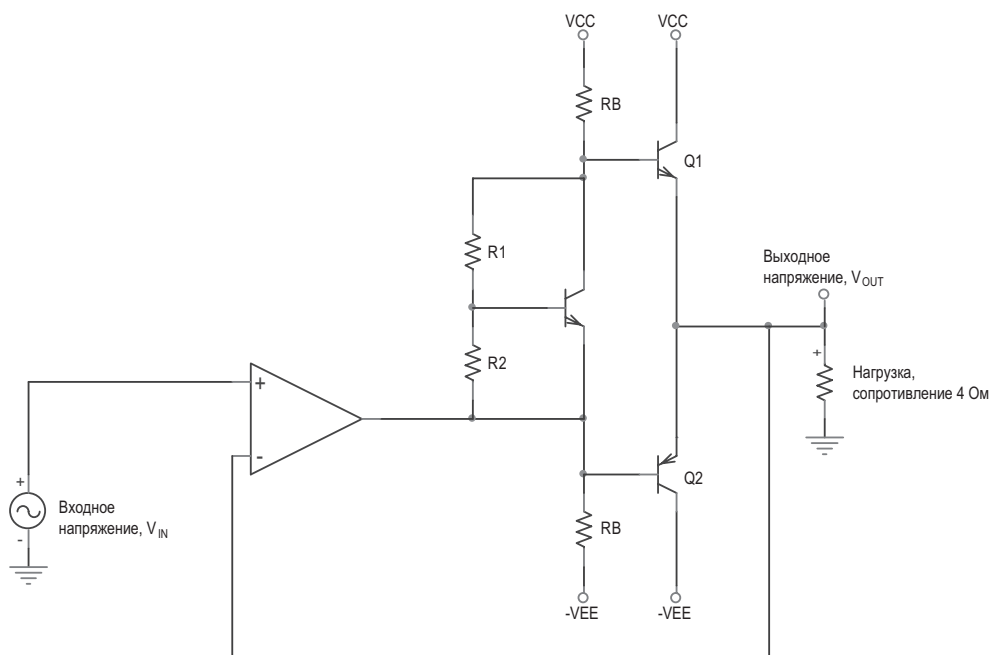


Рис. 8.9

8.2. Тепловая неустойчивость двухтактной схемы

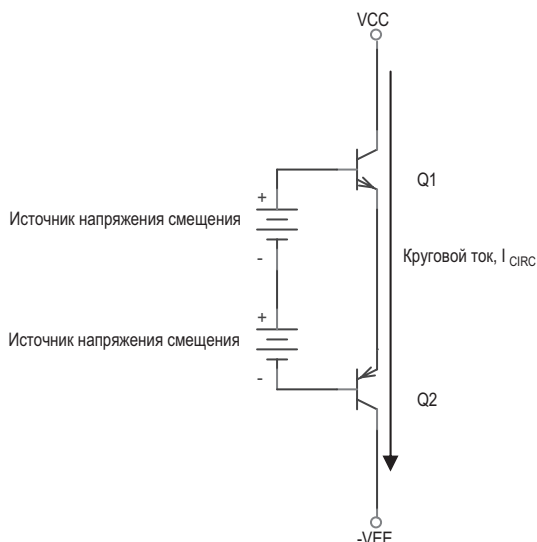
При подаче на мощные транзисторы смещений, которые заставляют их быть постоянно открытыми, возникает две проблемы. Первая заключается в том, что через мощные выходные транзисторы всегда протекает ток, даже в случае отсутствия нагрузки. Ток будет протекать от плюсовой шины V_{CC} к минусовой $-V_{EE}$ через цепь, образованную двумя открытыми транзисторами (рис. 8.10).

Если входное напряжение V_{IN} равно нулю, а характеристики транзистора Q1 точно согласованы с характеристиками транзистора Q2, выходное напряжение будет очень близко к нулевому значению, и через нагрузку никакой ток протекать не будет. Ток в нашей схеме будет протекать в направлении, показанном на ней стрелкой, и все, что он будет делать, так это нагревать транзисторы Q1 и Q2, то есть, его протекание вызывает лишь бесполезное растрчивание энергии. Некоторые называют подобный ток током режима покоя, или круговым (циркуляционным) током. Подобный ток режима покоя, или круговой ток, протекает в цепи в случае, когда отсутствует входной сигнал и выходное напряжение равно нулю.

Величина кругового тока, I_{CRC} зависит от того, насколько хорошо источники, задающие смещение по постоянной составляющей, согласуют мощные транзисторы. Если напряжения, задаваемые источниками смещения, достаточно высоки, круговые

токи окажутся больше по величине, растрчиваемая при этом впустую энергия также окажется больше. Если же напряжения смещения окажутся слишком малыми, круговые токи также окажутся меньше, но при этом реальной становится опасность появления искажений, связанных с переходом сигнала через нулевой уровень.

Рис. 8.10



Вторая возникающая проблема оказывается значительно коварнее. Предположим, что вы собрали схему двухтактного усилителя, в котором применили один из описанных выше методов, задающих напряжения смещения мощных выходных транзисторов. Вы включили питание усилителя и начинаете замерять все напряжения смещения. Полученные величины выглядят вполне приемлемо, и круговые токи оказываются сравнительно небольшими. Вы начинаете думать, что с вашей схемой и конструкцией усилителя все в порядке, и вы создали что-то особенное. Неожиданно вам по мобильному телефону звонит ваша подружка. Нет, ты не знаешь, что Джеку предложили покинуть остров. Да, на следующей неделе наш маленький трехнедельный юбилей. Вы действительно думаете, что Билл и Джоэн распрощались и помахали на прощание друг другу ручкой, но не хотели бы, чтобы на ваши подозрения ссылался еще кто-либо. Что?! Битлы распались! Как же я мог пропустить такую новость? Да, ты заскочишь в ночной магазин по пути домой? Меня действительно потряс твой аромат прошлой ночью. Ну, он был не совсем такой чудный, как тогда, когда мы впервые встретились. Ты знаешь... Аромат, который напоминает... Как! Это было что-то другое? Аромат... Послушай, чем-то запахло... Послушай, может быть мы завтра вечером сходим полюбоваться на фейерверк? Что-то горит! Моя схема полыхает? Дым валит от мощных выходных транзисторов! Я перезвоню тебе чуть позже...

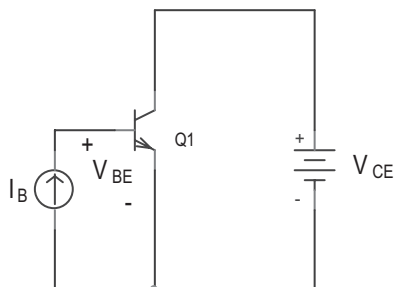
Во время проверки схема показала себя просто прекрасно. Что же произошло? Вы перебрали схему, затем замерили напряжения и опять проверили величины круговых токов. Пока все выглядит прекрасно. Вы оставляете схему усилителя работающей и

делаете небольшой перерыв в работе, отлучившись в туалет. Когда вы возвращаетесь, из схемы опять валит дым и она на грани пожара. Что происходит? Вы заново перебрали схему, проверили ее и удостоверились, что все работает. На этот раз вы твердо решаете постоянно находиться рядом и наблюдать за всем происходящим. Значения напряжений смещения выглядят вполне прилично, а величина кругового тока находится в допустимых границах. Вы сидите и пристально вглядываетесь в схему. Она упрямо мозолит вам глаза, но ничего не происходит. Вас начинает одолевать зевота. Вы замечаете, что показания на шкале прибора, фиксирующего величину кругового тока, увеличились на миллиампер. (Обычно используется шкала для измерений тока сетевого источника питания.) Пока это не вызывает беспокойств. Ток за одну минуту изменился на миллиампер. Вы продолжаете сидеть и смотреть. Несколько мгновений спустя ток опять возрос еще на один миллиампер. Вам уже приходилось наблюдать за работой схем, в которых наблюдались небольшие флуктуации тока, поэтому происходящее пока не вызывает никаких опасений. Ток возрастает опять. На этот раз вам показалось, что увеличение тока произошло чуточку быстрее, чем в прошлый раз. Ток возрастает снова, но время, прошедшее с момента предыдущего увеличения тока уже явно меньше. Через несколько минут ток начинает возрастать постоянно, причем создается впечатление, что скорость его возрастания постоянно увеличивается. Вы прикасаетесь пальцем к одному из мощных транзисторов. Хотя пальцы и представляют собой один из самых чувствительных датчиков температуры, все-таки данный способ их использования не может быть рекомендован к применению, так ваш палец обжигается. К этому моменту ток увеличился более чем до ампера. Вы решаете выключить питание схемы, пока ее вновь не охватило пламя.

Все произошедшее наглядно демонстрирует, что взлелеянный вами двухтактный усилитель мощности явно неустойчив с точки зрения перегрева. Даже при отсутствии входного сигнала будет возникать тепловая нестабильность. Причиной тепловой неустойчивости принято считать так называемый отрицательный температурный коэффициент биполярного транзистора. Как вы помните из материала проекта 1, полупроводниковый диод может быть использован в качестве датчика изменения температуры, так как протекающий через него ток и падение напряжения зависят от температуры р-п перехода. При постоянстве тока, протекающего через диод, падение напряжения на нем изменяется приблизительно с коэффициентом $-2\text{мВ}/^\circ\text{С}$ [1]. Это означает, что падение напряжения на диоде уменьшается при увеличении температуры. Эта величина и принимается за отрицательный температурный коэффициент. Более подробно о температурной зависимости параметров полупроводникового диода можно ознакомиться в разделе 1.1.

Биполярный транзистор аналогичен полупроводниковому диоду с точки зрения влияния на него температуры окружающей среды. При постоянной величине базового тока, протекающего через транзистор, изображенный на схеме (рис. 8.11), величина базово-эмиттерного напряжения также будет уменьшаться с постоянной скоростью $-2\text{мВ}/^\circ\text{С}$ [15].

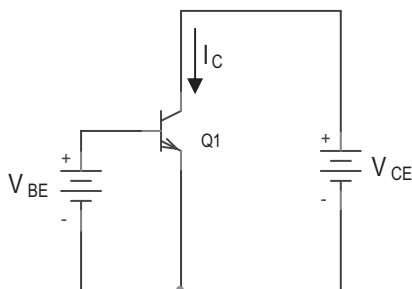
Рис. 8.11



Это снижение напряжения V_{BE} , вызванное увеличением температуры, является причиной того явления, о котором мы говорим, как об отрицательном температурном коэффициенте биполярного транзистора.

Точно так же, как и в случае с полупроводниковым диодом, если у нас остается постоянным значение базово-эмиттерного напряжения, то при увеличении температуры прибора на каждые 10°C коллекторный ток транзистора будет удваиваться [1]. Если вы вспомните, то при постоянстве приложенного к диоду напряжения ток, протекающий через полупроводниковый диод, будет удваиваться при увеличении температуры прибора на каждые 10°C . На схеме (рис. 8.12) поддерживается постоянным значение базово-эмиттерного напряжения.

Рис. 8.12



При увеличении температуры биполярного транзистора коллекторный ток будет возрастать.

Нетрудно видеть, что приведенная на рис. 8.12 схема очень напоминает схему двухтактного усилителя, в которой задается постоянное значение базово-эмиттерного напряжения, необходимое для устранения искажений, вызванных переходом сигнала через нулевой уровень. Давайте рассмотрим схему двухтактного усилителя, у которого отсутствует входной сигнал (рис. 8.13).

Так как форма сигнала выходного напряжения точно повторяет форму сигнала входного, мы имеем право предположить, что величина выходного напряжения будет очень близка к нулю, а по нагрузке будет протекать очень небольшой по величине ток. Так как выходное напряжение V_{OUT} равно нулю, то приведенная схема (см. рис. 8.13) будет эквивалентна схеме, приведенной на рис. 8.14, которая и используется для упрощения проводимого анализа. На рис. 8.14 приводятся две схемы: одна с сопротивлением нагрузки, а вторая — эквивалентная схема.

Рис. 8.13

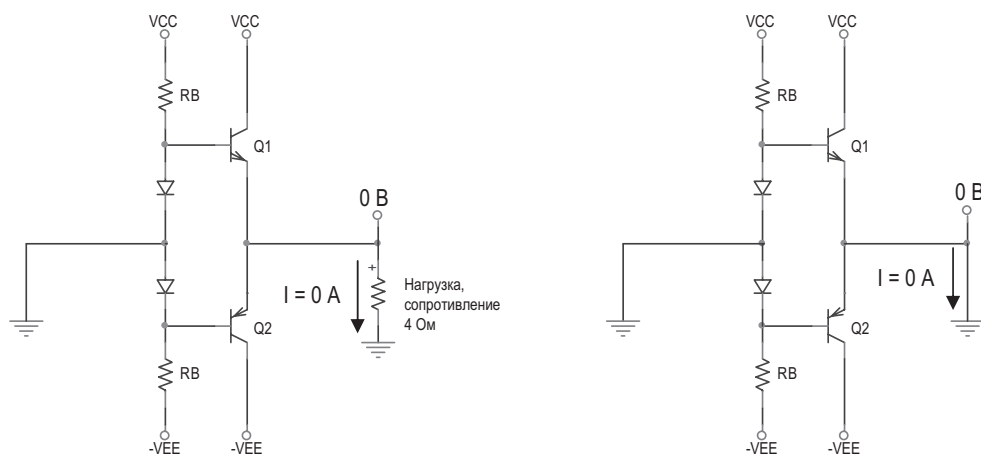
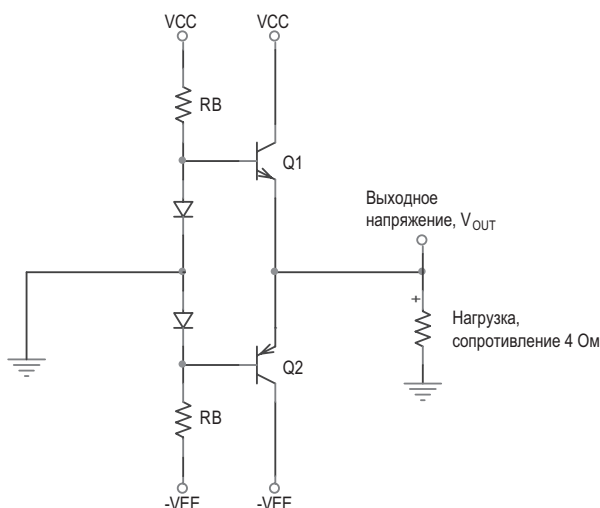


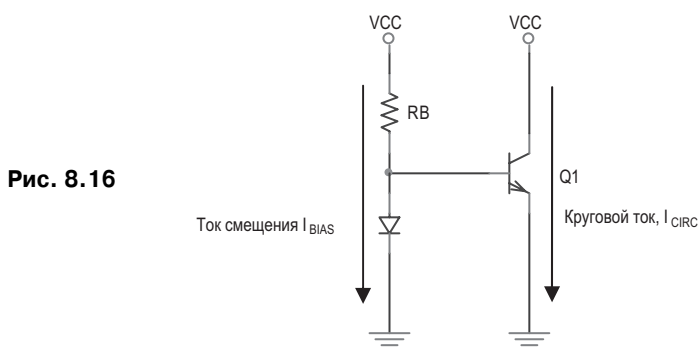
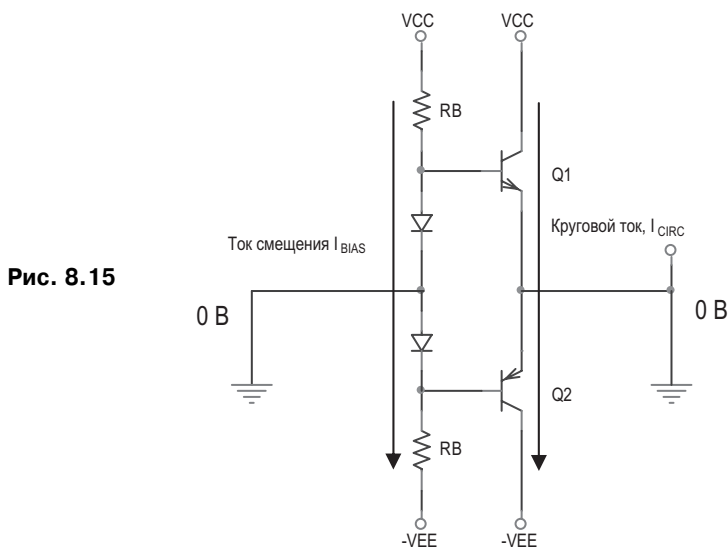
Рис. 8.14

Круговой или циркуляционный ток протекает в направлении от шины V_{CC} к шине V_{EE} , как это делает и ток I_{BIAS} , протекающий через нашу цепь смещения, образованную включенными диодами (рис. 8.15).

Нас интересует, каким образом круговой ток нагревает полупроводниковые приборы. Учитывая, что по шине заземления также может протекать ток, то для упрощения анализа приведенную на рис. 8.15 схему заменим эквивалентной, которая приводится на рис. 8.16.

При рассмотрении верхней половины схемы нас не интересует, протекают ли в реальности токи смещения и круговой ток на шину заземления, или же в нижнюю половину схемы. Важно то, что величины напряжений и токов оказываются для данной схемы точно такими же, что и для используемой на самом деле. Нам необходимо

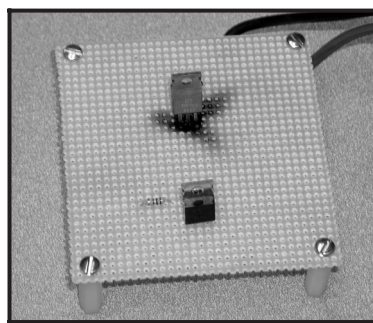
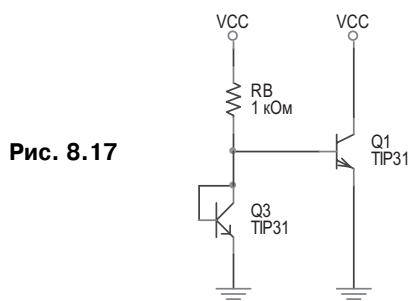
только помнить, что все, что происходит в верхней половине нашей схемы, будет абсолютно также происходить и в ее нижней половине.



После того, как мы подготовили для анализа такую упрощенную схему, можно рассмотреть, что же происходит. Падение напряжения на диоде является неизменным, он выполняет роль источника постоянного напряжения. Таким образом, мы задаем и поддерживаем постоянным базово-эмиттерное напряжение для транзистора Q1. После того как мы включим питание, начнет протекать круговой ток, имеющий некоторую величину. Коллекторно-эмиттерное напряжение V_{CE} окажется равным напряжению источника питания V_{CC} . Мощность, выделяющуюся в транзисторе Q1, можно в первом приближении оценить произведением $I_C \cdot V_{CC}$, которая для рассматриваемого случая будет равна произведению $I_{CRC} \cdot V_{CC}$. Эта выделяющаяся или рассеиваемая мощность расходуется на нагрев транзистора Q1. По мере того, как транзистор Q1 нагревается, коллекторный ток I_{CRC} возрастает. Вспомним, что коллекторный ток удваивается при увеличении температуры полупроводникового прибора на каждые

10° С. Итак, мы включили питание, и транзистор начинает нагреваться. Так как транзистор нагревается, круговой ток I_{CRC} увеличивается. Так как ток I_{CRC} увеличивается, выделяющаяся мощность, равная произведению $I_{CRC} \cdot V_{CC}$, возрастает. Если выделяющаяся в приборе мощность увеличивается, его температура также продолжает увеличиваться, что, в свою очередь, увеличивает величину кругового тока, который, в свою очередь, еще сильнее увеличивает нагрев транзистора Q1. Все это время, пока температура и коллекторный ток биполярного транзистора возрастают, падение напряжения на диоде остается неизменным, так мы разместили наш диод на достаточном удалении от транзистора Q1, что позволяет диоду оставаться холодным и сохранять неизменным падение напряжения на нем. Действие положительной обратной связи будет продолжаться до тех пор, пока наша схема не выйдет из строя из-за перегрева транзистора Q1, либо параметры реального источника питания V_{CC} не ограничат величину тока, который способен отдавать в нагрузку источник питания.

Вы можете легко протестировать данную схему в лаборатории и продемонстрировать ее тепловую неустойчивость. Если ваш источник питания способен питать схему лишь небольшим по величине током, например, не более одного ампера, то вы сможете наблюдать тепловую неустойчивость, но, скорее всего, ваш биполярный транзистор не нагреется настолько сильно, чтобы устроить пожар, так как мощность источника питания окажется для этого просто недостаточной. Если же вы используете для этих целей источник питания, способный отдавать в нагрузку ток порядка 10 А, то вы увидите, что ток возрастет до очень большого значения, после чего биполярный транзистор перегреется и сгорит. Фотография "поджаренного" биполярного транзистора и соответствующая схема, использовавшаяся для этих целей, приводятся на рис. 8.17.



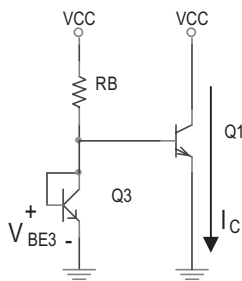
В приведенной схеме транзистором Q3 является биполярный транзистор, который включен по схеме диода, чтобы обеспечить наилучшее согласование между транзисторами Q1 и Q3 [16].

8.3. Устранение тепловой нестабильности

Существует два способа устранить тепловую нестабильность. Во-первых, мы можем обеспечить тепловой контакт между опорным диодом и мощным транзистором,

для которого опорный диод задает напряжение, обеспечивающее его нахождение в постоянно включенном состоянии. При осуществлении такого теплового контакта будет постоянно осуществляться передача тепла от нагревающегося транзистора к опорному диоду и происходить его нагрев. Такую тепловую связь мы можем выполнить, установив оба полупроводниковых прибора на одном теплоотводящем радиаторе, при этом разместив их, как можно ближе друг к другу. Если вы помните, полупроводниковый диод также характеризуется отрицательным температурным коэффициентом. По мере того, как полупроводниковый диод нагревается, падение напряжения на нем снижается. На схеме (рис. 8.18) транзистор Q3 включен по схеме диода. По мере того, как транзистор Q3 нагревается, напряжение V_{BE} будет уменьшаться.

Рис. 8.18



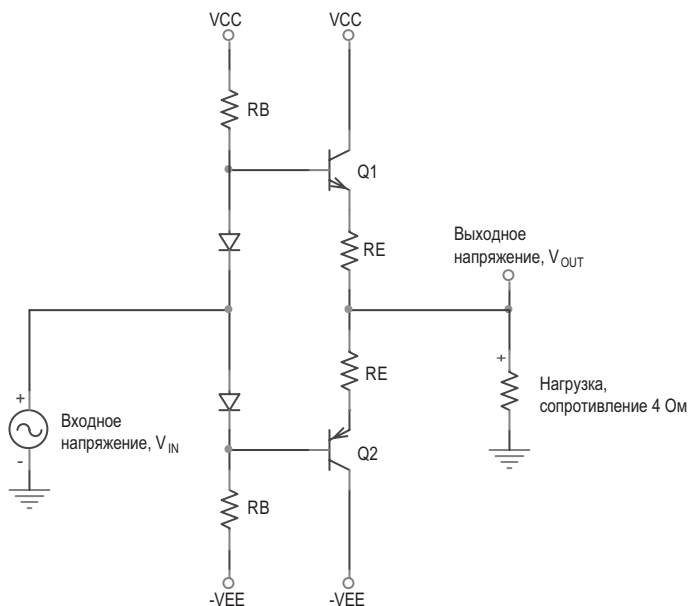
По мере увеличения коллекторного тока I_C мощность, которая рассеивается при работе транзистора Q1, тратится на его нагрев. Так как для транзисторов Q1 и Q3 тепловая связь осуществляется через теплоотводящий радиатор, на котором они установлены, то по мере нагрева транзистора Q1 будет нагреваться и транзистор Q3. При нагреве транзистора Q3 напряжение V_{BE3} уменьшается. Способ, с помощью которого осуществляется соединение компонентов схемы, обеспечивает равенство напряжений V_{BE3} и V_{BE1} , поэтому по мере того, как возрастает ток I_C , возрастает температура транзистора Q1, а следовательно, и транзистора Q3. Но напряжение V_{BE3} при этом уменьшается. Это снижение напряжения V_{BE3} стремится уменьшить коллекторный ток I_C и стабилизировать состояние схемы. Установлением тепловой связи между транзисторами Q1 и Q3 мы вводим в схему контур тепловой отрицательной обратной связи, которая стремится уменьшить величину коллекторного тока I_C при нагреве транзистора Q1. Она уравнивает действие контура положительной обратной связи, которая первоначально делала нашу схему нестабильной из-за нагрева.

Второй метод обеспечения тепловой устойчивости схемы требует введения дополнительного эмиттерного резистора. Для упрощения анализа мы будем использовать только верхнюю половину нашей схемы двухтактного усилителя мощности, однако, все компоненты схемы, которые мы добавляем в верхней половине, должны быть также добавлены и в нижней половине схемы. Мы добавляем эмиттерный резистор R_E , который показан на схеме (рис. 8.19) для верхней половины усилителя.

Если вы изучали метод задания смещения для биполярных транзисторов с использованием резисторов, то вы, возможно, помните, что этот резистор вводит при своем использовании локальную отрицательную обратную связь и стабилизирует величину

также размах амплитуды выходного напряжения. Естественно, что необходимо было бы задаться вопросом, а насколько большим должно было бы быть сопротивление эмиттерных резисторов? Если мы сделаем величину сопротивления резистора R_E слишком малой, то отрицательная обратная связь окажется слишком слабой, чтобы компенсировать тепловую неустойчивость, и схема при работе перегреется. Если же мы сделаем величину сопротивления резистора R_E больше, то мы в результате будем стремиться уменьшить размах амплитуды напряжения и усиление по напряжению усилителя. Нам было бы желательно сделать сопротивление резистора настолько большим, насколько это оказалось бы возможным при соблюдении существующих требований к каскаду относительно размаха напряжений и коэффициента усиления. Также используйте свойства тепловой обратной связи, действующей между диодами, задающими напряжения смещения транзисторов, и мощными выходными транзисторами. При этом необходимо учитывать, что, используя выражение "сделать сопротивление резистора R_E настолько большим, насколько это оказалось бы возможным", мы вовсе не полагаем, что резистор R_E окажется резистором с очень большим значением сопротивления. Для усилителей мощности, превышающих средний уровень, сопротивление резистора R_E может быть порядка 1 Ом или даже меньше.

Рис. 8.20



Проект 9

Выносливый ограничитель бросков напряжения

Однажды днем я валялся на кушетке, слушая стереоприемник и размышляя о го-
ночных электромобилях. Как бы заставить мой мчаться все быстрее и быстрее, но при
этом не сжечь электродвигатель? Неожиданно раздался громкий и резкий звук, и боль-
шое зеленое облако дыма начало извергаться из небольшой металлической коробоч-
ки, к которой был подключен мой стереоприемник. Затем зеленый дым начал извер-
гаться из небольшой коробочки, к которой был подключен мой компьютер. Через
несколько мгновений извержение дыма прекратилось. Я распахнул окна, чтобы про-
ветрить дом, и услышал, как кто-то пронзительно кричал: "Тра-та-та, если кто-нибудь
есть дома, то лучше самому взглянуть на все это". Я вышел из дома и увидел какого-
то малого с цепной пилой в руках, который сразу же начал извиняться. "Такого еще
никогда не было, — размахивая цепной пилой, продолжал он, — деревья всегда пада-
ли точно туда, куда я захотел". Я жил в небольшом домике с двускатной крышей, до-
ходящей до самого фундамента, и окруженном желтыми соснами¹. Это новый сосед
решил срубить несколько деревьев.

"Твое счастье, что дерево упало на линию электропередач, которая защитила твой
дом от прямого попадания". Я бросил взгляд на огромный ствол, повисший на элек-
тропроводах, ведущих к моему дому.

"Полагаю, мне повезло..., — сказал я, — все электроприборы в моем доме букваль-
но взорвались. Э-э-э, да это дерево действительно выглядит прекрасным, повиснув
на электрических проводах. Кажется, я разжился дровами на растопку?".

После того как дерево удалили и местная энергетическая компания восстановила
подачу электроэнергии, я осмотрел в своем доме сетевые автоматические выключа-
тели и обратил внимание, что те, через которые питались мои коробочки, оказались
расцепленными (выключенными). Этими коробочками были ограничители бросков
напряжения, которые я изготовил самолично, чтобы обеспечить защиту своего элек-
тронного оборудования. Я отключил от сети ограничители, защищающие от бросков
напряжения в сети питания, и включил в розетки свой компьютер и стереоприемник.
Они работали. Мои ограничители бросков напряжения действительно защитили все
мое электронное оборудование!

Когда я начал тщательно проверять свои ограничители, защищающие от бросков
напряжения, они выглядели так, словно побывали в огне. Обычно такого не проис-

¹ Один из сортов деревьев, которые распространены на западном побережье североамериканского континента — Прим. перев.

ходило. Так уж случилось, что когда дерево рухнуло на сетевые провода, фазное напряжение в доме, которое обычно составляет 115 В переменного тока, подскочило до 230 В!. Ограничители бросков напряжения были рассчитаны на то, чтобы ограничивать перенапряжения, превышающие 140 В переменного тока, поэтому схемы ограничения и пропускали через себя значительные по величине токи. Приборы, используемые в схеме, выдерживали достаточно долго, чтобы успели выключиться автоматические сетевые выключатели, в результате сетевое питание оказалось отключенным до того, как мои электронные устройства оказались выведенными из строя. Так как я знаю, как рассчитывать устройства защиты от перенапряжения, я разместил их повсюду в своем доме и постарался защитить все, что только мог. Ничего из электронного оборудования не оказалось вышедшим из строя, но я действительно лишился двух компактных люминесцентных светильников. Светильники имели электронные дроссели стартера, а так как они ввинчивались в соответствующие патроны для ламп, я просто был не в состоянии установить для них ограничители, защищающие от бросков напряжений. В общем и целом, я лишился совсем немного с учетом того, что произошло.

Малый с цепной пилой вообще-то заявил, что он хотел бы заменить мои вышедшие из строя люминесцентные лампы. Сейчас же, по прошествии десяти лет, я думаю, что он так никогда бы и не заменил их. Хорошая привычка, я никогда ничего не выбрасываю, и до сих пор храню его визитку.

Происшествие, которое я только что подробно описал, не является таким уж ординарным событием, исходя из вероятности наступления которого вы, собственно, и создаете свой ограничитель бросков напряжения. Обычно перенапряжения длятся очень короткие промежутки времени, поэтому для системы защиты, как правило, нет необходимости пропускать большие по мощности броски в течение длительного времени. В приведенном же мной примере превышение напряжения над обычным значением было очень значительным, да и длилось оно сравнительно долго, что заставило систему защиты рассеивать значительно большую мощность, по сравнению с той, на которую она была изначально рассчитана. Однако, полупроводниковые приборы, которые были использованы в схеме, оказались достаточно стойкими, чтобы пропустить значительную по величине мощность в течение времени, которое оказалось необходимым для того, чтобы отключились сетевые автоматические выключатели. Если бы автоматические выключатели не отключили сетевое питание, то схема ограничителя бросков напряжения могла бы просто сгореть, и кто знает, что могло бы произойти в этом случае. Мы в этом проекте рассмотрим создание схемы, защищающей от бросков напряжения и рассчитанной на переходные процессы, длящиеся очень непродолжительное время. Но этот пример наглядно продемонстрирует нам, что наши схемы могут оказаться в ситуациях, на которые они явно не были рассчитаны. Мой личный опыт заставил меня радикально изменить две вещи. Во-первых, сейчас я размещаю схему защиты от бросков напряжения внутри корпуса, изготовленного из негорючего материала. Я не в состоянии рассчитывать и изготавливать схему защиты, предназначенную для пропуска больших по величине уровней мощности, какие

наблюдались, например, при происшествии с упавшим на электрические провода деревом, но я могу предотвратить пожар в собственном доме от воспламенившейся схемы ограничителя броска напряжений. Во-вторых, я переехал в штат Индиана и сейчас живу на земле, которая раньше была кукурузным полем, и, следовательно, в ближайших окрестностях от моего дома теперь вообще нет никаких деревьев.

9.1. Приборы, защищающие от перенапряжения

Мы рассмотрим два основных типа приборов, защищающих от перенапряжений, возникающих при переходных процессах. Один из них называется металлооксидным варистором (или варистором на основе оксидов металлов), а второй — ограничителем выбросов напряжения (устройством защиты от перенапряжений переходных процессов). Первый тип приборов способен выдерживать достаточно большие по мощности выбросы напряжения, однако, действие второго типа приборов по ограничению величины перенапряжения значительно быстрее [17].

Металлооксидный варистор по своей вольт-амперной характеристике напоминает два встречно-включенных стабилитрона. ВАХ металлооксидного варистора представлена на рис. 9.1.

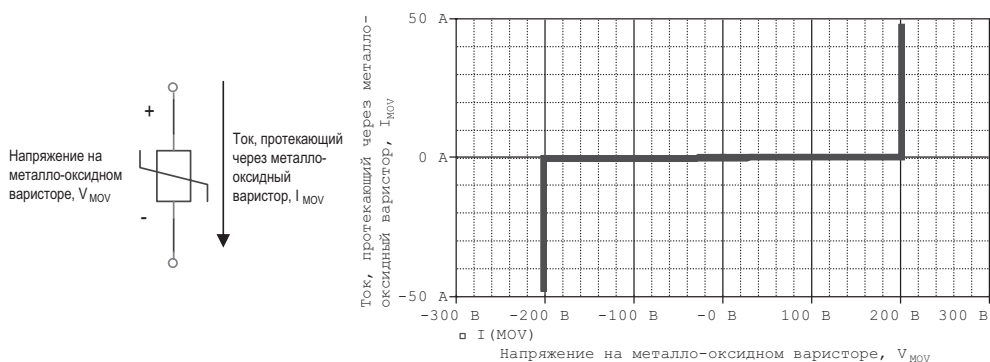


Рис. 9.1

Приведенная на рис. 9.1 ВАХ показывает, что металлооксидный варистор действительно ведет себя подобно двум встречно-включенным стабилитронам. Для рассматриваемого случая напряжение пробоя² стабилитронов составляет 200 В (рис. 9.2).

Вы могли бы использовать полупроводниковые стабилитроны подобно тому, как это делается на схеме (рис. 9.3).

Вспомним, каким образом работает такая схема. Когда входное напряжение по абсолютной величине $|V_{IN}|$ оказывается меньше, чем напряжение пробоя стабилитро-

² В отечественной литературе более принято говорить о напряжении стабилизации или рабочем напряжении полупроводникового прибора, так как фактически подобные устройства работают в области пробоя на обратной ветви ВАХ. — Прим. перев.

на, полупроводниковые стабилитроны имеют очень большое внутреннее сопротивление (т. е. шунтирующая цепь, в которую встречно включены два стабилитрона, будет разомкнута), и выходное напряжение, V_{OUT} , оказывается равным входному, V_{IN} . Когда же входное напряжение по абсолютной величине $|V_{IN}|$ оказывается больше напряжения пробоя стабилитрона, он будет ограничивать напряжение величиной своего пробивного напряжения, поэтому выходное напряжение, V_{OUT} , будет ограничиваться значением напряжения пробоя полупроводникового устройства. Другими словами, величина выходного напряжения ограничена значением напряжения пробоя стабилитрона. На рис. 9.4 приводится пример формы сигнала в цепи, в которой установлены полупроводниковые стабилитроны. Напряжение пробоя каждого стабилитрона было выбрано равным 200 В.

Рис. 9.2

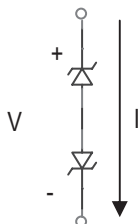


Рис. 9.3

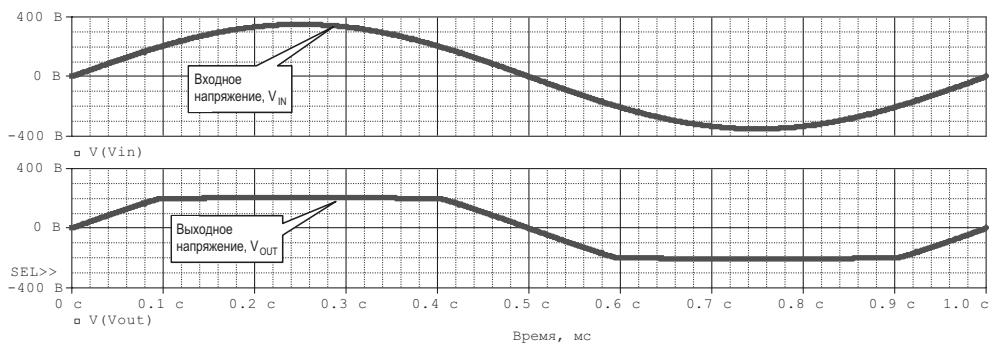
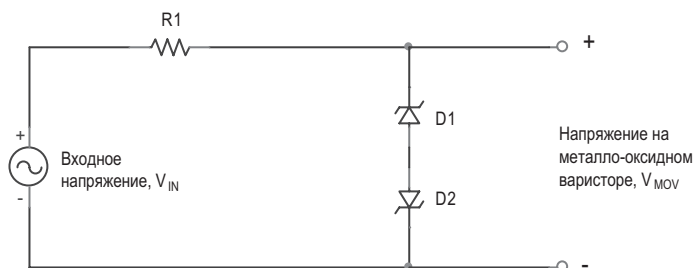


Рис. 9.4

Цепь, схема которой была приведена на рис. 9.3, выполняет роль устройства, защищающего от бросков напряжения, функцию которой мы и будем использовать.

Однако, мы не будем использовать полупроводниковые стабилитроны, так как они характеризуются сравнительно невысоким быстродействием, а также не предназначены для того, чтобы пропускать большие по величине выбросы тока. Следует напомнить, что когда полупроводниковый стабилитрон находится в режиме пробоя (работает на обратной ветви ВАХ), через него будет протекать значительный по величине ток. Стабилитроны просто не рассчитаны для пропускания экстремально больших токов, которые возникают при их применении в качестве устройств защиты от перенапряжений. Кроме этого, работа полупроводниковых стабилитронов не характеризуется очень высоким быстродействием, поэтому они в ряде случаев не смогут достаточно быстро перейти в режим пробоя, чтобы ограничить величину напряжения при его внезапном возрастании. Поэтому мы будем использовать металлооксидные варисторы, либо устройства, защищающие от выбросов напряжения. Если бы мы использовали в рассмотренной на рис. 9.3 схеме металлооксидные варисторы, то форма сигналов была бы абсолютно такой же, потому что металлооксидные варисторы действуют точно так же, как и встречно-включенные полупроводниковые стабилитроны. Схемное обозначение металлооксидного варистора приводится на рис. 9.5.

Устройство, защищающее от выбросов напряжения, существует в двух вариантах: однонаправленного (однополярного) действия и двунаправленного (двухполярного) действия. Однонаправленное устройство, защищающее от бросков напряжения, имеет ВАХ, полностью идентичную ВАХ полупроводникового стабилитрона, тогда как ВАХ двунаправленного устройства, защищающего от бросков напряжений, подобна той, которой обладает два встречно-включенных полупроводниковых стабилитрона, которые мы обсудили ранее, либо подобна ВАХ металлооксидного варистора. Для обозначения на принципиальных электрических схемах однонаправленных устройств, защищающих от перенапряжений, используется обозначение, аналогичное обозначению полупроводникового стабилитрона, тогда как для обозначения двунаправленного устройства, защищающего от перенапряжения, используется символ, приведенный на рис. 9.6.

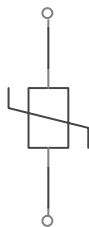


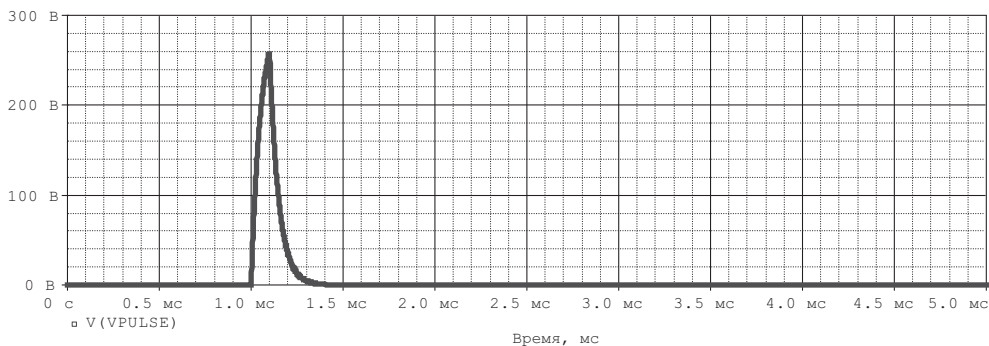
Рис. 9.5



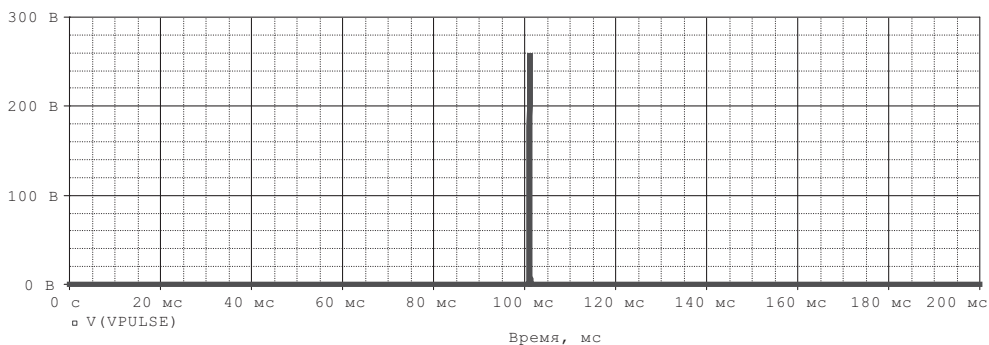
Рис. 9.6

При разработке данного обозначения исходили из того, что двунаправленное устройство, защищающее от перенапряжений, по своим характеристикам подобно двум встречно-включенным полупроводниковым стабилитронам. (Отметим, что приведенные выше обозначения не являются универсальными, различные производители могут использовать собственные и отличающиеся от приведенных в книге обозначений.)

Бросок напряжения является случайным и однократным событием. То есть, в течение длительного промежутка времени ничего из ряда вон выходящего не происходит. Затем неожиданно появляется одиночный импульс высоковольтного напряжения. Затем длительное время опять ничего не происходит. Примером, на котором отражено возникновение перенапряжения (или броска по напряжению), могла бы послужить приведенная на рис. 9.7 зависимость.

**Рис. 9.7**

Приведенный на диаграмме импульс имеет длительность порядка 150 мкс, его амплитуда составляет примерно 250 В. Второй импульс, подобный тому, что приведен на рис. 9.7, может не появляться в цепи в течение очень длительного промежутка времени, исчисляемого, скорее всего, днями или неделями. Тот же самый импульс, но приведенный в увеличенном масштабе времени, изображен на осциллограмме (рис. 9.8).

**Рис. 9.8**

Этот импульс представляет именно такой тип сигнала, для борьбы с которым и предназначено устройство, защищающее от выбросов по напряжению. Подобный выброс по напряжению может моделироваться в виде одиночного импульса, имеющего определенную амплитуду и длительность; однако подобный импульс действует только однократно. Каким же образом мы можем определить допустимую рассеиваемую мощность для нашего устройства, защищающего от перенапряжения и предназначенного для того, чтобы успешно противостоять сигналу с такой уникальной формой?

Большая часть полупроводниковых приборов из компонентов электронных схем, с которыми мы знакомы, характеризуются величиной, предельной рассеиваемой мощностью. Например, у вас имеется резистор, рассчитанный на мощность рассеяния 0,25 Вт, который вы используете в какой-либо экспериментальной схеме. Величина допустимой рассеиваемой мощности приводится для периодических сигналов, например, синусоидальной или прямоугольной формы, законы изменения во времени которых приводятся на диаграммах (рис. 9.9).

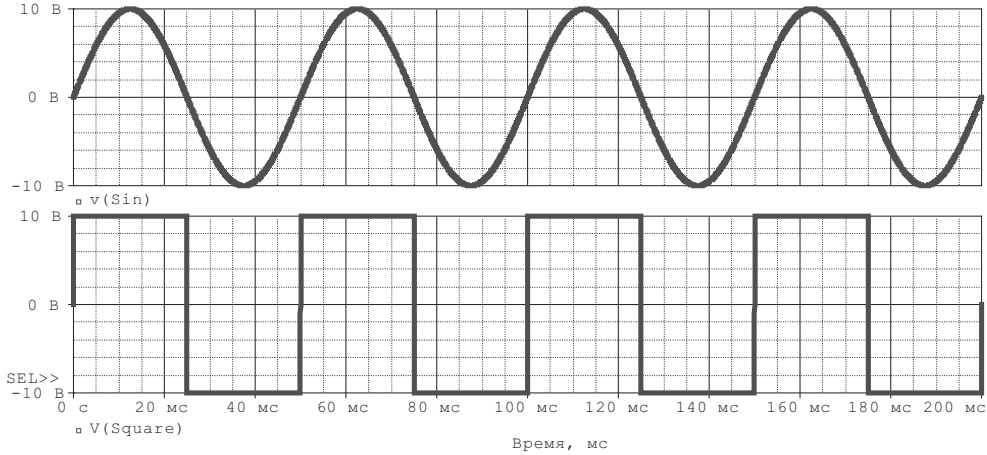


Рис. 9.9

Эти сигналы также могут быть отнесены к тем сигналам, которые используются для передачи значительной по величине мощности, так как они непрерывно питают электроэнергией какую-либо нагрузку. Например, если бы таким сигналом являлось напряжение на нашем резисторе, то мы были бы в состоянии рассчитать усредненную электрическую мощность, P_{AV} , выделяющуюся в нашем резисторе, с использованием следующего выражения:

$$P_{AV} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{V(t)^2}{R} dt$$

Мощность, выделяющаяся в резисторе в любой момент времени (также называемая мгновенной мощностью, $P(t)$), выражается в следующем виде:

$$P(t) = \frac{V(t)^2}{R}.$$

Мгновенная мощность изменяется во времени. Иногда мощность может быть очень большой (в момент, когда напряжение достигает максимального амплитудного значения в случае синусоидального сигнала), а в другие моменты времени мощность будет равна нулю. В приборе, на который воздействует электрическое напряжение, изменяющееся по описанному закону, выделяющаяся в нем мощность будет периодически изменяться между максимальным и нулевым значениями, поэтому для всех

приборов устанавливается усредненное значение предельной мощности, которая может выделяться в данном приборе. Из вышеприведенного выражения следует, что усредненное значение мощности, выделяющейся в нашем резисторе, представляет определенный интеграл от мгновенной мощности, взятый в пределах одного периода и отнесенный к длительности этого периода.

Что бы произошло, если бы мы попытались рассчитать мощность, которая передается с нашим импульсом броска напряжения, форма которого была рассмотрена чуть ранее? Предположим, что когда наблюдается импульс перенапряжения, то ток, протекающий через устройство защиты, составляет один ампер. В течение времени действия импульса перенапряжения мощность составляла бы величину, равную произведению напряжения на ток. То есть, в нашем устройстве защиты от бросков напряжения должно было бы выделяться (или рассеяться в окружающее пространство) около 250 Вт (произведение напряжения 250 В на ток 1 А) и за время порядка 150 мкс. Будем ли мы действительно выбирать прибор, рассчитанный на допустимую рассеиваемую мощность 250 Вт? Также мы отметим, что мощность, которая выделяется в приборе, оказывается равной нулю в течение подавляющего промежутка времени. Мощность оказывалась бы равной нулю в течение многих дней, или даже месяцев, и затем только в течение нескольких миллисекунд она оказалась бы просто огромной (250 Вт в нашем примере). Выбрали бы мы такое устройство защиты от перенапряжений, которое оказалось бы способным выдержать такую пиковую мощность, равную 250 Вт?

Импульс броска напряжения относится к сигналу, характеризующемуся передачей энергии. Так как данный сигнал не периодический и его мощность оказывается нулевой большую часть времени, то не имеет большого смысла рассчитывать усредненное значение энергии. Однако в течение определенного времени подобный сигнал очень опасен и передает большое, но все же определенное количество энергии. Если на наш резистор воздействует импульсный сигнал рассмотренной формы, то энергия, передаваемая нашему резистору, может быть выражена в следующем виде:

$$E = \int_0^{\infty} \frac{V(t)^2}{R} dt$$

Иными словами, энергия выражается в виде интеграла, взятого на всем отрезке времени, во время которого выделяется мгновенная мощность. Так как мощность будет равна нулю практически на всем интервале времени, за исключением короткого промежутка времени воздействия импульса, то верхний предел интегрирования ограничен. Мы должны выбирать наше устройство защиты от бросков напряжения исходя из того, что для него необходимо поглощать ту энергию, которая заключена в импульсе, а не из расчета мощности при пиковом значении перенапряжения. Сигналы могут иметь огромное значение пиковой мощности, но обычно в них содержится ограниченное количество энергии, которой нам необходимо противостоять.

Как устройства, защищающие от выбросов напряжения, так и металлооксидные варисторы выпускаются уже рассчитанными либо на то значение энергии, которое

поступает вместе с одиночным импульсом и которое они способны безболезненно поглотить, либо на ту мощность, которую они могут поглотить от импульса с заранее заданной продолжительностью. В противоположность этому стандартный резистор с мощностью рассеяния 0,25 Вт рассчитан на ту мощность, которую он в состоянии непрерывно поглощать (и рассеивать в окружающую среду). Например, стандартное маломощное устройство, защищающее от бросков напряжения, в состоянии выдерживать 500 Вт пиковой мощности при воздействии одиночного импульса, форма которого изображена на рис. 9.10.

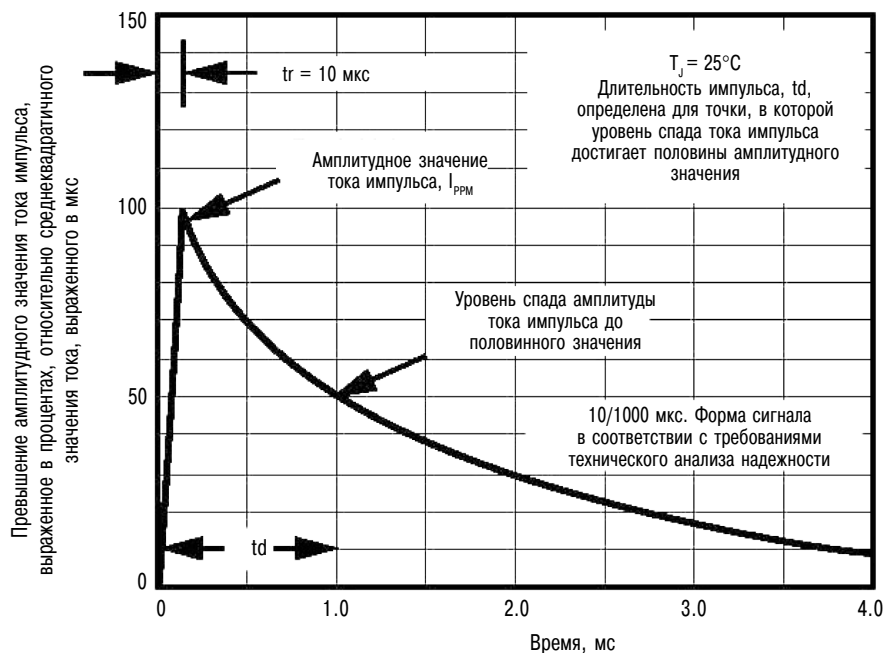


Рис. 9.10

Импульс перенапряжения, форма которого приводится на рис. 9.10, относится к типу сигналов (с отношением длительности фронтов) 10/1 000 мкс. Это означает, что время нарастания переднего фронта импульса составляет 10 мкс, а время, в течение которого величина импульса спадает до половины пикового значения, составляет 1 000 мкс. Импульсы с такой формой являются стандартными, когда речь идет об устройствах, защищающих от бросков напряжения, либо о металлооксидных варисторах. Также мы будем рассматривать импульсы с соотношением длительности фронтов 8×20 мкс, которые применяются для характеристики металлооксидных варисторов. Это означает, что время нарастания переднего фронта импульса составляет 8 мкс, а время, в течение которого величина импульса спадает до половины амплитудного значения, составляет 20 мкс. Коэффициент заполнения для стандартного устройства защиты от бросков напряжения составляет примерно 0,01%. Коэффициент заполнения D представляет собой отношение длительности импульса, PW , к периоду сигнала, T , выраженное в процентах:

$$D = \frac{PW}{T} \times 100.$$

Для импульса перенапряжения, изображенного на рис. 9.11, коэффициент заполнения составляет 20 процентов, так как период сигнала (Т) составляет 5 секунд, а длительность импульса составляет 1 секунду. Следует подчеркнуть, что в данном случае сигнал является периодическим.

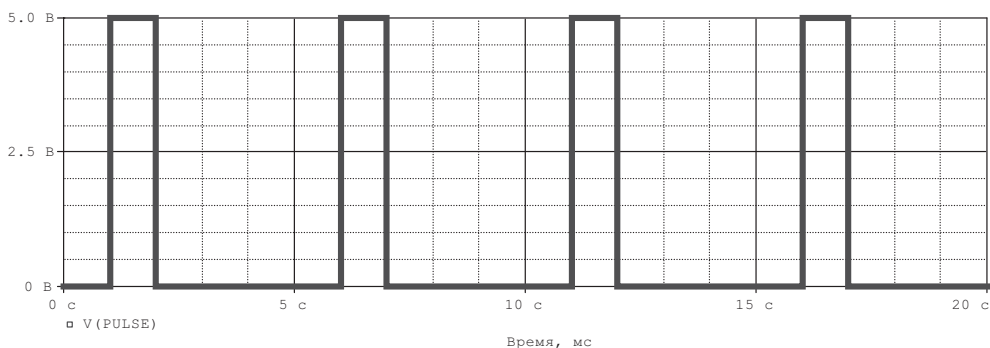


Рис. 9.11

В нашем примере с устройством, защищающим от бросков напряжения, его коэффициент заполнения D составляет 0,01%. Если бы длительность импульса составляла 1 секунду, то при значении коэффициента заполнения $D = 0,01\%$ такой импульс мог бы появляться через каждые 10 000 секунд. Для нашего устройства, защищающего от бросков напряжения, длительность, соответствующая спаду импульса до половины амплитудного значения, составляет 1 000 мкс, следовательно, при коэффициенте заполнения, равном 0,01%, импульс может появляться через каждые 10 секунд. Мы видим, что устройство, защищающее от бросков напряжения, является прибором, рассчитанным для подавления узких импульсов, частота следования которых очень невелика.

Стандартные металлооксидные варисторы рассчитываются исходя из того количества энергии, которую они могут поглотить при воздействии на них импульсов с соотношениями длительности фронтов как 10/1 000 мкс, так и 8×20 мкс. Номинальные характеристики аналогичны тем, что используются и для устройств, защищающих от бросков напряжения, однако, для металлооксидных варисторов устанавливаемой номинальной характеристикой является (поглощаемая) энергия, а не мощность, рассеиваемая прибором. Как правило, металлооксидные варисторы могут выдерживать значительно более высокие по величине броски токов по сравнению с устройствами, защищающими от бросков напряжения, но при этом металлооксидные варисторы могут поглотить только ограниченное количество выбросов [18], тогда как устройства, защищающие от бросков напряжения, подобного ограничения не имеют.

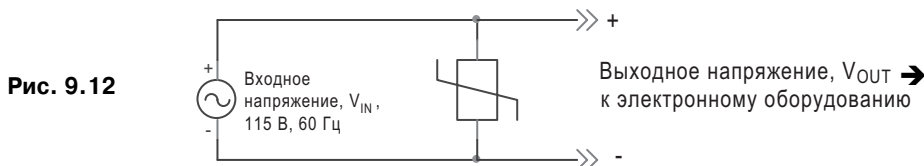
Вам необходимо остановить свой выбор либо на устройстве, защищающем от выбросов напряжения, либо на металлооксидном варисторе; при выборе следует исходить из того, что выбранный прибор был бы в состоянии свободно пропустить самую боль-

шую по величине мощность, которая будет, по вашему мнению, заключаться в импульсе перенапряжения, а также исходить из необходимого значения напряжения стабилизации. Если мы собираемся установить ограничитель бросков напряжения в сеть переменного тока с фазным напряжением 115 В, то необходимо, чтобы применяемый полупроводниковый прибор не характеризовался напряжением стабилизации, которое оказалось бы меньше значений напряжений, равных обычным отклонениям напряжения в сети питания, и которое может достаточно часто достигать такого большого значения, как 127 В среднеквадратического значения. Следует всегда помнить, что синусоидальное напряжение, характеризующееся величиной 127 В среднеквадратического значения, имеет пиковое, или амплитудное, значение, равное 180 В. Для металлооксидных варисторов в паспортах указывается номинальное значение напряжения по постоянному току, а для переменного напряжения приводятся значения по величине эффективного (или среднеквадратического) значения. В случае выбора металлооксидного варистора, нам необходимо было бы руководствоваться номинальным значением напряжения стабилизации по постоянному току, превышающим 180 В, а в случае номинального напряжения по переменному току — значением 127 В. Металлооксидный варистор, имеющий номинальное значение напряжения 140 В по переменному току, обычно вполне удовлетворяет обоим из указанных требований. Для устройства, защищающего от выбросов напряжения, обычно в качестве номинального указывается напряжение, при котором он пробивается, или указывается его напряжение стабилизации. Нам необходимо выбирать устройство, защищающее от выбросов напряжения, которое имеет напряжение стабилизации, превышающее 180 В. Следует помнить, что нам не хотелось бы, чтобы устройство, защищающее от перенапряжений, пробивалось бы и проводило через себя ток при обычных отклонениях напряжения в сети питания, которые могут достигать такого большой величины, как 127 В среднеквадратического значения. Если в сети питания наблюдаются длительные по времени отклонения от номинального напряжения в большую сторону, а не совсем правильно подобранные устройства, защищающие от выбросов напряжения, либо металлооксидные варисторы начинают работать и проводить в таких случаях ток, то в них будет в течение значительного промежутка времени постоянно выделяться значительная по величине мощность, которая приведет к их элементарному перегреву и выходу из строя. Таким образом, нам необходимо будет выбрать приборы, имеющие такие напряжения ограничения или стабилизации, которые будут превышать самые высокие, но обычные значения отклонений, характерные для сети питания, в которой мы собираемся их применять.

9.2. Принципиальная схема ограничителя бросков напряжения

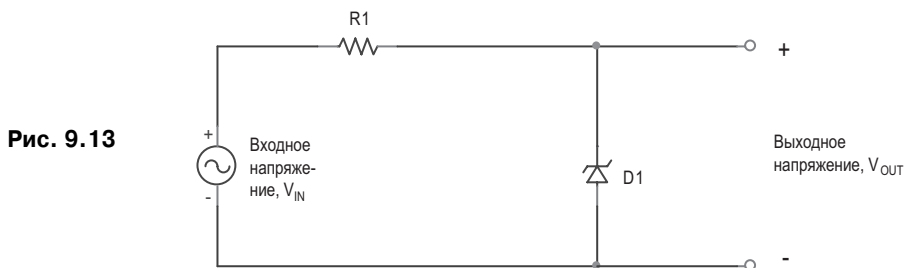
Если вы вскрыете недорогой удлинитель сетевого питания, имеющий защиту от перенапряжений, вы увидите, что он представляет собой самый обычный удлинитель, у которого параллельно выводам подключен металлооксидный варистор. Когда вы

включаете такой удлинитель в сетевую розетку, вы сразу же подключаете металлооксидный варистор параллельно проводам сетевого питания с напряжением 115 В среднеквадратического значения. Эквивалентная схема такого устройства показана на рис. 9.12.



Напряжение пробоя металлооксидного варистора выбрано большим по сравнению с напряжением сетевого питания, равным 115 В среднеквадратического значения, поэтому при обычных обстоятельствах он не проводит ток и не оказывает на сетевое напряжение никакого влияния. Итак, что же происходит, когда в сети питания возникает перенапряжение, амплитуда импульса которого достигает, предположим, значения 1 000 В? Металлооксидный варистор пробивается и начинает проводить большой по величине ток. Когда металлооксидный варистор оказывается пробитым, каким окажется выходное напряжение, V_{OUT} ? Наш ответ заключается в том, что выходное напряжение окажется равным входному, V_{IN} , и импульс перенапряжения величиной 1 000 В окажется на выходных клеммах приведенной на рис. 9.12 схемы и самым естественным образом выведет из строя любое оборудование, которое окажется подключенным к подобной схеме ограничителя бросков напряжения. Металлооксидный варистор в данной ситуации не оказывает никакого влияния.

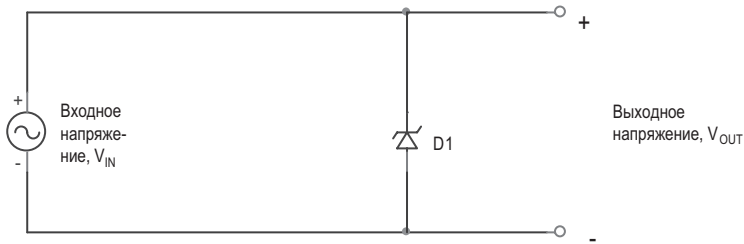
Но почему величина выходного напряжения оказывается в точности равной величине входного? Мы в состоянии ответить на этот вопрос, если рассмотрим схему ограничения напряжений со стабилитроном, которую мы обычно изучаем в аудитории. Пример подобной схемы приводится на рис. 9.13.



Какую роль в приведенной схеме в действительности играет резистор $R1$? Первый ответ заключается в том, что он ограничивает ток, протекающий через стабилитрон при его пробое. Второй заключается в том, что когда стабилитрон пробит и ограничивает величину напряжения на выходе, разность между входным и выходным напряжениями оказывается приложенной к резистору. Без этого резистора выходное напряжение было бы равно входному, даже если бы резистор (имел очень малое сопротивление и)

пропускал бы значительный по величине ток. Вспомним, что в случае идеального источника напряжения величина его напряжения не зависит от тока, потребляемого от данного источника. В случае идеального источника вы можете потреблять от источника ток бесконечно большой величины, на величине его выходного напряжения это никак не скажется. Итак, для схемы, изображенной на рис. 9.14, напряжение на выходе будет иметь синусоидальную форму вне зависимости от того, что в ней имеется стабилитрон.

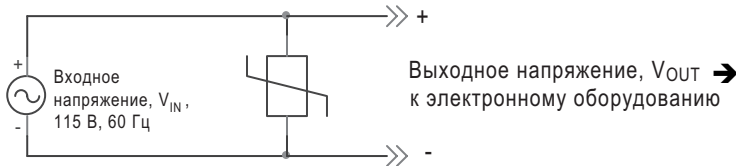
Рис. 9.14



Даже если стабилитрон окажется пробитым и будет способен пропускать значительный по величине ток, идеальный источник напряжения сможет обеспечить потребление схемой того же самого тока, величина выходного напряжения ограничителя бросков напряжения при этом не изменится.

Итак, мы пришли к неразрешимой загадке. Каким образом производящие компании продают стандартные недорогие устройства ограничителей бросков напряжения, подобных изображенному ранее, и гарантируют при этом защиту оборудования стоимостью 25 тысяч долларов (США) (рис. 9.15)?

Рис. 9.15



Один из ответов заключается в том, что компьютеры и другое электронное оборудование очень быстро обесцениваются. Шансы таковы, что пройдет слишком много времени до того момента, когда ваше оборудование поразит опасный выброс перенапряжения. Далее, вам понадобится уйма времени, чтобы разыскать номер телефона, по которому вы сможете предъявить свои претензии, так как вы давным-давно выбросили все чеки и инструкции, связанные с покупкой подобного устройства защиты. Зачем хранить какие-то бумажки на изделие, стоимость которого составляет всего лишь 15 долларов США? Если же вы в конце концов все-таки найдете злополучный номер и позвоните по нему, вам придется пройти двадцатиуровневое меню автоматической телефонной сервисной службы, которая действительно распознает голосовые команды, но только не вашего голоса. После того как вы обнаружите в меню команду, позволяющую обратиться непосредственно к живому человеку, вас немедленно переведут в режим ожидания, в котором вы будете оставаться бесконеч-

но долго. За время ожидания телефонная связь несколько раз прервется и вам придется вновь и вновь пробираться через двадцатиуровневое меню автоматического телефонного сервиса. К моменту времени, когда они окажутся прижатыми к стене и вынужденными все-таки заплатить вам, ваше оборудование окажется ничего не стоящим, и вы получите на руки 20 долларов (США) за компьютер, за который в свое время вы заплатили 20 тысяч долларов.

Вышеописанный вариант развития событий никогда не произойдет со мной, так как я использую свои собственные ограничители бросков напряжения, а также потому, что я слишком скупой, чтобы платить (возмещать) самому себе стоимость замены оборудования, которое однажды взорвалось. (Помимо всего прочего, те 2 000 долларов уже предназначаются для небольшого приемника в кухонную нишу в моей небольшой квартирке, который мне так понравился!) Более того, еще ни один собранный мной ограничитель бросков напряжения не вышел из строя. Причина, по которой я их использую, в корне отличается от причин, по которым некоторые производители готовы продавать недорогие устройства защиты от перенапряжений. Реальная причина заключается в том, что мои устройства работают. Почему же, спросите вы? Ответ заключается в том, что в схеме есть нечто такое, что выполняет роль последовательно включенного резистора, предназначенного для уменьшения напряжения. Когда возникает импульс перенапряжения, он обычно не рождается в вилке шнура питания, включенного в розетку. Обычно он возникает достаточно далеко, после чего проходит длинный путь по проводам электросети, прежде чем достигнуть настенной розетки. Пример такой сети питания приведен на рис. 9.16.

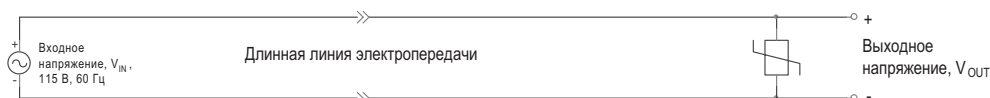


Рис. 9.16

Электрические провода обладают собственной индуктивностью. Длинные провода имеют значительную индуктивность, следовательно, эквивалентная схема линии электропередачи может быть представлена в следующем виде (рис. 9.17).

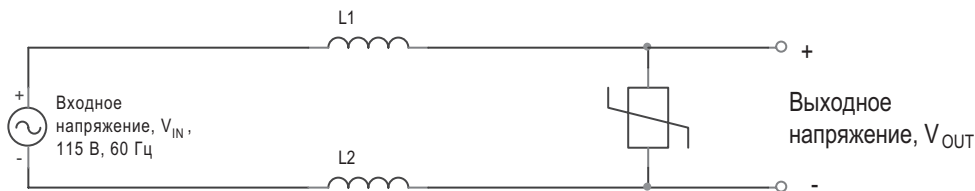


Рис. 9.17

Чем длиннее провод, тем больше будет его индуктивность. Входное напряжение имеет синусоидальную форму, частота которого составляет 60 Гц, при этом в момент времени, соответствующий максимальному амплитудному значению напряжения, возникает очень узкий, но с очень большим амплитудным значением напряжения, импульс перенапряжения. Обычный выброс по напряжению может иметь длительность

порядка от нескольких микросекунд до миллисекунд. Пример осциллограммы подобного выброса по напряжению приводится на рис. 9.18.

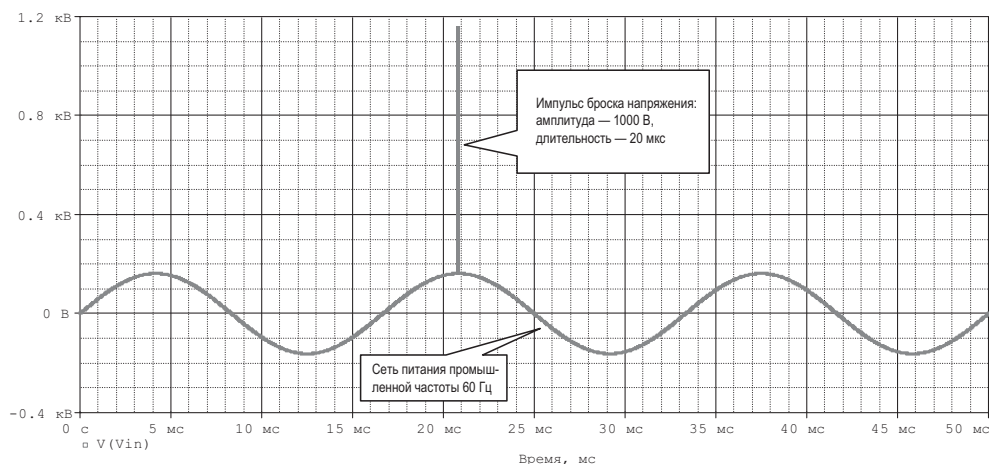


Рис. 9.18

В узком импульсе содержатся высокочастотные гармоники. Вспомним, что полное комплексное сопротивление индуктивной нагрузки выражается $Z_L = j\omega L^3$. Индуктивность невелика, поэтому полное комплексное сопротивление Z_L оказывается пренебрежимо малым для напряжения в сети питания с низкой частотой, равной 60 Гц. Итак, собственная индуктивность сети питания оказывает незначительное влияние на процессы, обуславливающие распространение низкочастотного сигнала. Выброс же по напряжению характеризуется наличием высокочастотных составляющих, поэтому влияние собственной индуктивности сети электропитания на импульс перенапряжения оказывается значительно сильнее. Таким образом, собственная индуктивность проводов, подводящих напряжение от сети питания к вашему дому, обеспечивает работоспособность устройства защиты от перенапряжения. Металлооксидный варистор может ограничивать амплитуду напряжения, а разница в напряжениях между источником напряжения 115 В и металлооксидным варистором оказывается распределенной на собственной индуктивности линии передачи напряжения.

Итак, если молния попадает в (опору) столб воздушной линии электропередачи, находящийся на большом расстоянии от вашего дома, то на участке между розеткой вашего дома и источником выброса напряжения находится провод очень большой длины. Индуктивность проводов линии электропередачи оказывается достаточно большой, и подавление выброса напряжения может оказаться достаточно эффективным из-за большого индуктивного сопротивления линии электропередачи. Однако если молния попадает рядом с вашим домом, то длина проводов линии электропере-

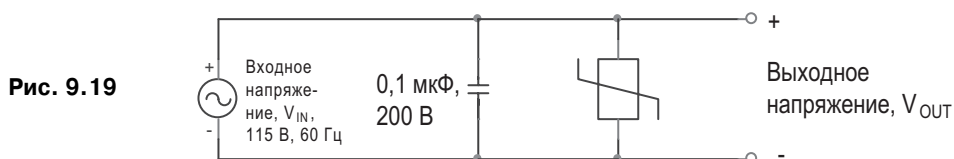
³ Данное выражение используется только для характеристики индуктивной составляющей полного комплексного сопротивления, так как следовало бы упомянуть, что активной составляющей вследствие ее малости автор просто пренебрегает. — Прим. перев.

дачи между источником перенапряжения и вашим домом оказывается весьма малой; поэтому величина собственной индуктивности линии передач оказывается очень небольшой из-за малого расстояния, которое должен пройти импульс перенапряжения. В этом случае подавление импульса перенапряжения окажется гораздо менее эффективным. И, наконец, если молния попадает непосредственно в ваш компьютер, то устройство защиты от бросков напряжения окажется полностью бесполезным. С какой-то долей вероятности остается только надеяться, что при таком развитии событий вы в подобный момент не будете работать за своим компьютером.

Итак, металлооксидный варистор, подключенный параллельно непосредственно к выводам розетки, может очень эффективно подавлять броски напряжения в сети питания, причем его эффективность определяется наличием собственной индуктивности проводов линии электропередачи. Обычный металлооксидный варистор стоит, как правило, меньше доллара, поэтому вы можете установить эти приборы буквально во всех розетках вашего дома.

9.3. Схема подавления бросков напряжения с фильтром

Следующим по сравнению с базовым ограничителем бросков напряжения является схема ограничителя бросков напряжения, оснащенная фильтром. Как правило, такая схема включает конденсатор, включенный параллельно металлооксидному варистору. Я использую конденсатор с емкостью 0,1 мкФ, так как конденсаторы большей емкости просто дороже, кроме того, вы можете прослушивать гудение или фон переменного тока с частотой 60 Гц (рис. 9.19).



Используемый для этих целей конденсатор должен быть керамическим, или же с полиэстеровым диэлектриком, рассчитанный на рабочее напряжение 200 В, либо же еще более высокое. Кроме того, это должен быть конденсатор, предназначенный для работы в цепях переменного тока.

Опять повторяю, что собственная индуктивность проводов линии электропередачи обеспечивает работоспособность ограничителей бросков напряжения. Без наличия последовательно включенного комплексного сопротивления проводов, на котором будет происходить падение напряжения, выходное напряжение окажется равным входному, вне зависимости от того, какую роль будут играть как собственно конденсатор, так и металлооксидный варистор. Итак, мы нарисуем схему, включающую индуктивность линии электропередачи (9.20).

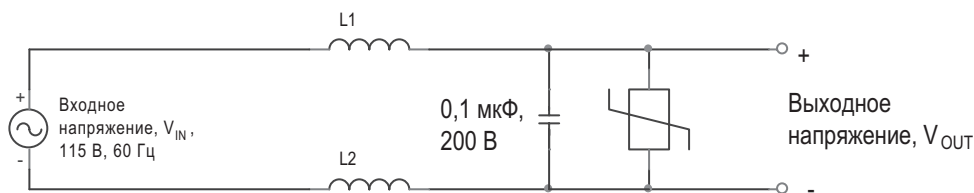


Рис. 9.20

Мы должны помнить, что емкостная составляющая комплексного сопротивления конденсатора Z_C определяется выражением $Z_C = 1/j\omega C$. Частота сигнала в линии электропередачи, равная 60 Гц, является настолько малой, что конденсатор для сигнала с частотой 60 Гц может рассматриваться просто, как разрыв в цепи. Напротив, для сигнала с частотой 60 Гц индуктивная нагрузка представляет короткое замыкание, поэтому для сетевого напряжения с частотой 60 Гц ни конденсатор, ни индуктивность не оказывают никакого существенного влияния.

Импульс броска напряжения имеет высокую частоту, поэтому полное комплексное сопротивление конденсатора на высоких частотах оказывается небольшим. Как мы узнали в последнем разделе, полное комплексное сопротивление индуктивности на высоких частотах оказывается наоборот большим. У нас в наличии оказался делитель напряжения реактивных составляющих, составленный из катушки индуктивности и конденсатора. Катушка индуктивности имеет высокое полное комплексное сопротивление, а конденсатор имеет низкое полное комплексное сопротивление. Выходные клеммы в нашей схеме оказались подключенными параллельно конденсатору, имеющему низкое полное комплексное сопротивление. Поэтому цепь действует как делитель напряжения и снижает величину выброса напряжения на выходе. Итак, даже при отсутствии металлооксидного варистора конденсатор будет снижать величину выброса напряжения на выходе. Если даже после такой фильтрации выходное напряжение окажется все равно слишком высоким, металлооксидный варистор пробьется и ограничит величину выходного напряжения.

Другим преимуществом использования конденсатора является то, что он увеличивает время нарастания импульса перенапряжения. Для того чтобы начал действовать металлооксидный варистор или устройство, защищающее от бросков напряжения, требуется некоторое время. Замедление нарастания фронта импульса перенапряжения даст металлооксидному варистору или устройству, защищающему от бросков напряжения, несколько больше времени, чтобы ограничить величину импульса перенапряжения.

И последнее, на что осталось обратить внимание, рассматривая роль собственной индуктивности линии электропередачи и конденсатора, так это то, что они представляют собой фильтр нижних частот. Этот фильтр пропускает сигнал с частотой 60 Гц, однако, уменьшает сигнал с более высокими частотами. Фильтр нижних частот стремится отфильтровывать или уменьшать амплитуду высокочастотного импульса перенапряжения. Остальное, что проходит через фильтр, обрезается металлооксидным варистором.

Именно такой тип ограничителя бросков напряжений я разместил в подавляющем большинстве своих электрических розеток. Я установил металлооксидный варистор с номинальным напряжением 140 В переменного тока параллельно с конденсатором емкостью 0,1 мкФ во всех наиболее значимых для себя розетках электропитания. Вы можете очень легко разместить эти компоненты позади розетки, а затем установить всю конструкцию в металлический подрозетник для настенной розетки. Вы должны разместить всю схему в корпусе из негорюемых материалов, исходя из того, что полностью нельзя исключить событие, когда амплитуда броска напряжения заметно превысит напряжение пробоя (ограничения) металлооксидного варистора и будет оставаться на этом уровне достаточно длительное время. Фотографии, на которых показаны смонтированные в электророзетке металлооксидный варистор и конденсатор, приводятся на рис. 9.21. **Обратите внимание, что схема размещена в негорюемом металлическом подрозетнике на тот случай, если дерево рухнет на ваш дом и огонь охватит металлооксидный варистор.**

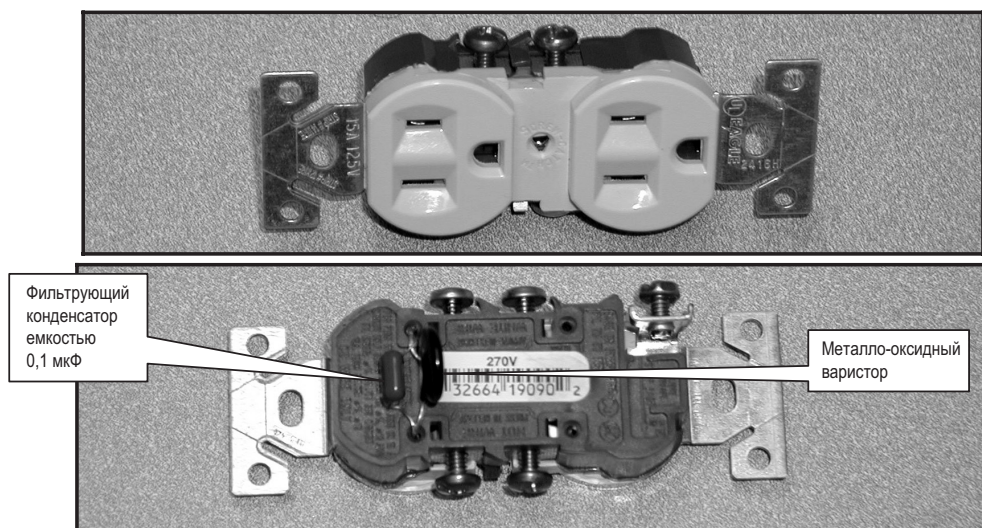


Рис. 9.21

Очень серьезное предупреждение. В соответствии с нормами Лаборатории США по технике безопасности UL1449 металлооксидный варистор, который предназначен для защиты в сетях питания с напряжением 110–120 В, должен быть в состоянии выдерживать неизменное по величине сетевое переменное напряжение 240 В среднеквадратического значения [19]. Наиболее вероятной причиной такого развития событий является обрыв вывода средней точки обмотки трансформатора, который приведет в сети с напряжением 120 В к прыжку сетевого напряжения к неизменному по величине значению 240 В. Металлооксидный варистор может сгореть при наступлении подобной неисправности, поэтому вам будет необходимо либо выбрать металлооксидный варистор, который не пробьется при переменном напряжении ниже 240 В среднеквад-

ратического значения, либо использовать тепловую защиту, предохраняющую металлооксидный варистор от перегрева и возгорания. Мы не рассматривали эту проблему применительно к своей схеме, так как используемые нами варисторы были выбраны из соображений ограничения напряжения 140 В. Обратите внимание, что варистор, рассчитанный на напряжение ограничения 240 В может оказаться не в состоянии защитить некоторые виды оборудования, для которых мы, собственно говоря, и используем устройства защиты.

9.4. Выносливый ограничитель бросков напряжения

Итак, какой же нам предпочесть ограничитель бросков напряжения из тех двух, что были рассмотрены ранее? Мы установили, что именно собственная индуктивность линии электропередачи позволяет ограничителю бросков напряжения работать. Для того чтобы сделать работу ограничителя бросков напряжения более эффективной, мы добавим в схему последовательно включенные катушки индуктивности, чтобы успешнее использовать это свойство линии электропередачи. Мы будем использовать схему, приведенную на рис. 9.22.

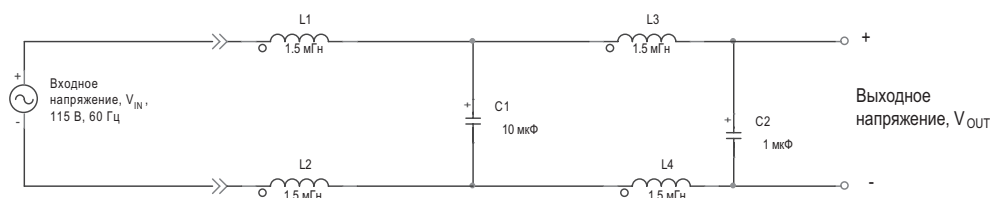


Рис. 9.22

Я выбрал дроссели с индуктивностью 1,5 мГн, так как просто в кладовке под рукой оказались дроссели, рассчитанные на номинальные токи 20 А, и которые ранее не использовались. Мы добавили в схему значительную по величине индуктивность, поэтому наша схема должна была бы стать еще более эффективной. В действительности наша схема представляет фильтр нижних частот четвертого порядка. Частота среза фильтра была выбрана чуть превышающей 60 Гц, поэтому фильтр пропускает сигнал с частотой 60 Гц, значительно ослабляя гармоники с более высокими частотами, которые содержатся в импульсе броска перенапряжения. Частотная зависимость коэффициента передачи выходного напряжения к величине входного при сопротивлении нагрузки 10 Ом показана на рис. 9.23. Нагрузка с сопротивлением 10 Ом будет потреблять ток примерно 11,5 А, значение, которое достаточно близко к номинальному значению автоматического сетевого предохранителя, используемого в вашем доме.

На частоте 60 Гц коэффициент усиления составляет 0 дБ, или усиление равно единице. Таким образом, фильтр пропускает сетевое напряжение с частотой 60 Гц почти без изменений. Фильтр начинает срезать сигналы, частота которых превышает 100 Гц. Для более высоких частот скорость спада частотной зависимости фильтра близка к

значению -80 дБ на декадную полосу частот. Итак, фильтр значительно ослабляет высокочастотные сигналы.

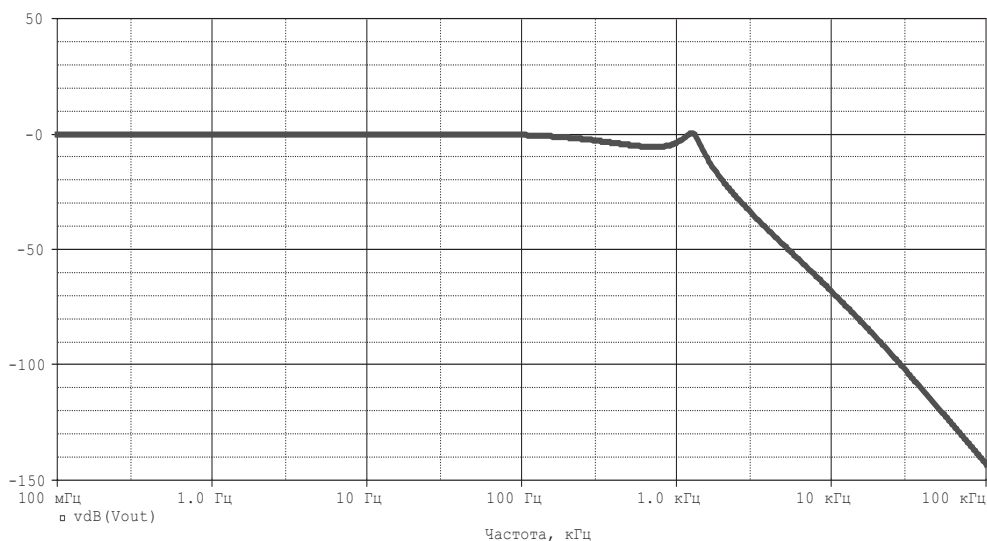


Рис. 9.23

Следующий вопрос заключается в том, а что собственно делает фильтр с импульсом перенапряжения, который характеризуется амплитудой 1 000 В и длительностью 20 мкс? Мы произведем процедуру моделирования и посмотрим на характеристики выходного сигнала. Результаты компьютерного моделирования приводятся на рис. 9.24.

Мы видим, что использование фильтра само по себе значительно уменьшает величину выбросов напряжения.

Далее, мы добавим в схемы металлооксидные варисторы и устройства, защищающие от бросков напряжения, параллельно включенные конденсаторам, для того, чтобы срезать любые выбросы по напряжению, которые смогли пройти через фильтр. Полная схема очень стойкого и надежного ограничителя бросков напряжения приводится на рис. 9.25.

Металлооксидные варисторы характеризуются номинальным значением напряжения ограничения, равным 140 В переменного тока, а устройства, защищающие от бросков напряжения, характеризуются минимальным значением напряжения ограничения, составляющим, по крайней мере, 180 В, в силу чего они в состоянии нормально работать при увеличении сетевого напряжения на 20% без ограничения величины напряжения. Мы одновременно используем как металлооксидные варисторы, так и устройства, защищающие от бросков напряжения, чтобы полностью использовать преимущества, свойственные каждому из приборов. Устройства, защищающие от бросков напряжения, реагируют быстрее по сравнению с металлооксидными варисторами, поэтому они могут отреагировать на возникший импульс перенапряжения быстрее [17]. Металлооксидные варисторы имеют более высокое номинальное зна-

чение тока по сравнению с устройствами, защищающими от бросков напряжения, в силу чего они способны поглотить импульс с гораздо большей энергией.

Фотографии моих надежных и выносливых схем ограничения бросков напряжения приводятся на рис. 9.26.

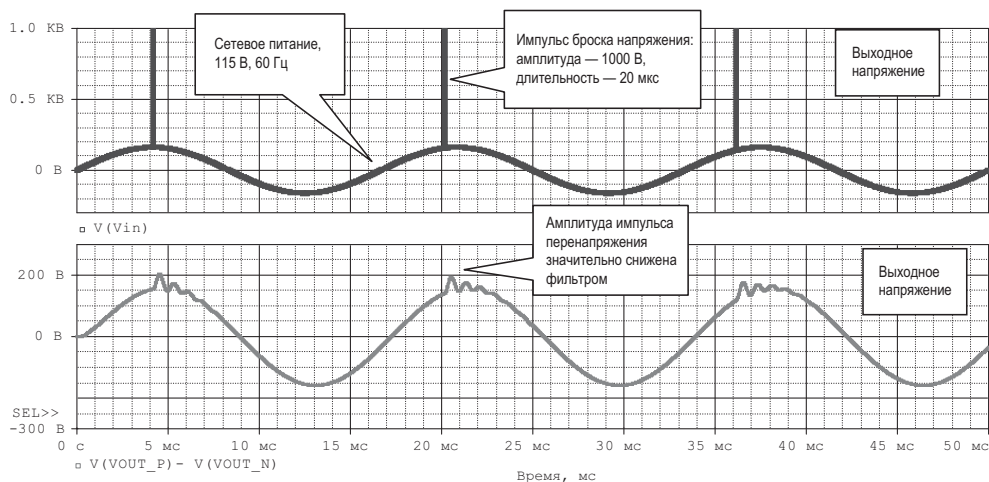


Рис. 9.24

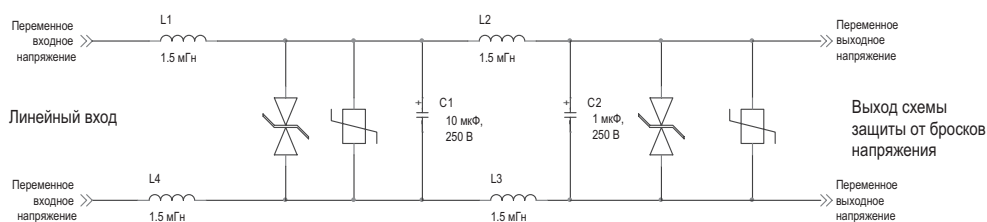


Рис. 9.25

Обратите внимание, что дроссели имеют значительные размеры. Индуктивность каждого из них составляет 1,5 мГн, и они рассчитаны на номинальный ток 20 А среднеквадратического значения. Стоимость каждого из них составляет порядка 20 долларов, и я приобрел их в свое время совершенно для других целей. Они хранились у меня в кладовке без применения, поэтому я и использовал их в надежном и выносливом ограничителе бросков напряжения. Дроссели, естественно, сделали стоимость моего устройства достаточно высокой, но я же так и не использовал их. Вы можете использовать дроссели с меньшей индуктивностью, но сама схема ограничителя при этом останется все такой же эффективной. Я рекомендовал использовать дроссели с меньшим значением индуктивности потому, что вы можете приобрести очень недорогие дроссели, имеющие индуктивность порядка нескольких микрогенри. Характеристики фильтра окажутся не совсем такими хорошими, как приведенные для моей схемы, но ограничитель бросков напряжения все равно окажется значительно более

эффективным по сравнению с базовой схемой и схемой с фильтрацией, которые приводились выше в этом проекте.



Рис. 9.26

Я использую выносливый ограничитель бросков напряжения для очень чувствительного оборудования. Однажды, когда мы собрались вместе отметить какое-то событие, молния ударила в мой дом. Она не ударила в какой-либо объект, расположенный в сотне метров от моего дома, она действительно поразила мой дом и подожгла балку. (Знаете ли, со всеми этими проблемами с молниями, схемами, которые охватывает пламя, и высоковольтными шокерами мне иногда кажется просто каким-то чудом, что я до сих пор еще остаюсь в живых.) Все мое оборудование, которое подключалось к сети питания через мою высокоэффективную схему ограничителя бросков напряжения, благополучно пережило это событие. Единственной потерей оказался мой стереоприемник, который питался не через ограничитель бросков напряжения, а был подключен непосредственно к настенной розетке. Более того, он не был даже включен в этот момент. (У нас собирается достаточно много гостей, поэтому мы никогда не включаем стереоприемник.) Почему же сгорел мой стереоприемник, хотя он даже не работал в этот момент? Ответ заключается в том, что электропитание приемника оставалось все время включенным, но он все время находится в режиме ограниченного энергопотребления (или, так называемом, режиме ожидания). Для включения пультом дистанционного управления прибора, который в данный момент не работает, в устройстве должен быть небольшой источник питания, который постоянно остается включенным, чтобы быть в состоянии воспринимать сигналы от пульта дистанционного управления. Поэтому даже тогда, когда основной блок питания стереоприемника был отключен, небольшой вспомогательный источник питания работал, для того чтобы обеспечить питанием электронную схему, которая должна получать сигналы от пульта дистанционного управления. И именно этот блок моего приемника вышел из строя. Вот так-то... Именно этим я и расплатился за то, что не использовал схемы защиты от бросков напряжения для всего без исключения электронного оборудования в своем доме.

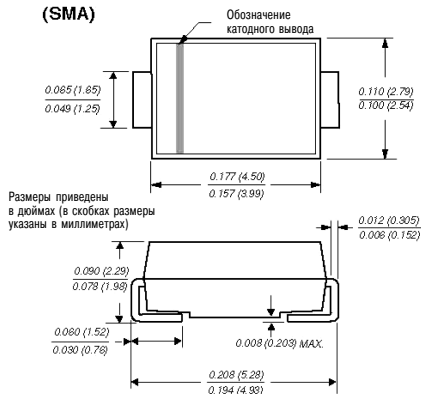
Внимание! Ограничитель бросков напряжения с фильтром, например, такой, что приведен в книге, может иметь резонансную частоту, при которой выходное напряжение превышает входное. Если вы используете ограничитель бросков напряжения с фильтром для питания схемы с импульсным источником питания, такой, к примеру, как устройство для жарки сосисок, вы можете непреднамеренно попасть на резонансную частоту, что приведет к нежелательным последствиям, таким, как увеличение выходного напряжения свыше 115 В переменного тока. Необходимо выполнить дополнительные работы по моделированию работы схемы ограничителя бросков напряжений, чтобы установить, могут ли наступить условия для возникновения резонанса, и какие проблемы может вызвать эта ситуация.

Приложение А

**Справочные данные
и технические
характеристики изделий
микроэлектроники**



Новая продукция

Ограничители перенапряжений
с SMA5J5,0 по 40CAКомпания VISHAY SEMICONDUCTORS
(бывшая компания General Semiconductors)DO-214AC
(SMA)Ограничитель перенапряжений на высокие удельные
мощности для поверхностного монтажа TransZorb®Опорное напряжение от 5 до 40 В
Пиковая импульсная мощность 500 Вт

Механические характеристики

Корпус: тип JEDEC DO-214AC пассивированный микрокристалл (чип) в пластмассовом корпусе.

Выводы: луженые (покрыты припоем), пригодны для пайки припоем MIL-STD-750, по технологии (способом) 2026.

Предельная допустимая температура при пайке: 250° C на выводах в течение 10 секунд.

Пolarity включения: для приборов, предназначенных для включения в цепи только с одной полярностью (для униполярного включения), маркировочная полоска обозначает катод, который имеет положительную полярность относительно анода при нормальном режиме работы по ограничению перенапряжений.

Пространственное положение изделия при монтаже: любое.

Масса прибора: 0,002 унции или 0,064 г

Приборы, рассчитанные на две полярности включения: для приборов, рассчитанных на включение в схеме с любой полярностью, в конце обозначения прибавляется суффикс S или CA (например, SMA5J10CA). Электрические характеристики прибора идентичны при любой полярности включения.

Предельные значения параметров и тепловых характеристик (предельные значения параметров приводятся для температуры окружающей среды 25° C, если не указано иное значение)

Параметр	Обозначение	Величина	Единицы
Рассеиваемая пиковая импульсная мощность при характеристике формы импульса 10/1000 мкс ^(1,2) (см. рис. 1)	P_{PPM}	500	Вт
Пиковый импульсный ток при характеристике формы импульса 10/1000 мкс ⁽¹⁾	I_{PPM}	См. сл. табл.	А
Пиковый прямой ток перегрузки, одиночный импульс длительностью 8,3 мс для одной полярности во время воздействия одного полупериода синусоидального сигнала ⁽²⁾	I_{FSM}	40	А
Стандартное значение теплового сопротивления на участке p-n перехода – окружающая среда ⁽³⁾	R_{JA}	80	° C/Вт
Стандартное значение теплового сопротивления на участке p-n перехода – выводы	$R_{JA, L}$	25	° C/Вт
Диапазоны рабочих температур p-n перехода и температур при хранении	T_J, T_{STG}	От -55 до +150	° C

Примечания:

(1) Неповторяющийся импульс тока, характеристики которого соответствуют рис. 3; с деградацией характеристик при увеличении температуры окружающей среды свыше 25° C, соответствующей зависимости, приведенной на рис. 2.

(2) При монтаже на медных контактных площадках размером 0,2 × 0,2 дюйма (5,0 на 5,0 мм) для каждого вывода.

(3) При монтаже на контактных площадках с минимальными рекомендуемыми размерами.

Номер документа 8875
11 марта 2004 годаwww.vishay.com
1

Ограничители перенапряжений с SMA5J5,0 по 40CA

Компания VISHAY SEMICONDUCTORS

(бывшая компания General Semiconductors)



Электрические характеристики (предельные значения параметров приводятся для температуры окружающей среды 25° C, если не указано иное значение). Прямое напряжение $V_F = 3,5$ В при прямом токе $I_F = 25$ А (только для приборов с одной полярностью включения).

Тип прибора	Код маркировки прибора		Напряжение пробоя, $V_{(BR)}$, В ⁽¹⁾		Тестовый ток при I_T , мА	Опорное напряжение, V_{WM} , В	Максимальный обратный ток при напряжении V_{WM} , мкА ⁽³⁾	Максимальный ток при импульсном перенапряжении, I_{PPM} , А ⁽²⁾	Максимальное напряжение ограничения при токе I_{PPM} , В
	Одна полярн.	Две полярн.	минимальное	максимальное					
SMA5J5,0	5AD	5AD	6,40	7,82	10	5,0	800	52,1	9,6
SMA5J5,0 0A ⁽⁴⁾	5AE	5AE	6,40	7,07	10	5,0	800	54,3	9,2
SMA5J6,0	5AF	5AF	6,67	8,15	10	6,0	800	43,9	11,4
SMA5J6,0A	5AG	5AG	6,67	7,37	10	6,0	800	48,5	10,3
SMA5J6,5	5AH	5AH	7,22	8,82	10	6,5	500	40,7	12,3
SMA5J6,5A	5AK	5AK	7,22	7,98	10	6,5	500	44,6	11,2
SMA5J7,0	5AL	5AL	7,78	9,51	10	7,0	200	37,6	13,3
SMA5J7,0A	5AM	5AM	7,78	8,60	10	7,0	200	41,7	12,0
SMA5J7,5	5AN	5AN	8,33	10,2	1,0	7,5	100	35,0	14,3
SMA5J7,5A	5AP	5AP	8,33	9,21	1,0	7,5	100	38,8	12,9
SMA5J8,0	5AQ	5AQ	8,89	10,9	1,0	8,0	50	33,3	15,0
SMA5J8,0A	5AR	5AR	8,89	9,83	1,0	8,0	50	36,8	13,6
SMA5J8,5	5AS	5AS	9,44	11,5	1,0	8,5	10	31,4	15,9
SMA5J8,5A	5AT	5AT	9,44	10,4	1,0	8,5	10	34,7	14,4
SMA5J9,0	5AU	5AU	10,0	12,2	1,0	9,0	5,0	29,6	16,9
SMA5J9,0A	5AV	5AV	10,0	11,1	1,0	9,0	5,0	32,5	15,4
SMA5J10	5AW	5AW	11,1	13,6	1,0	10	1,0	26,6	18,8
SMA5J10A	5AX	5AX	11,1	12,3	1,0	10	1,0	29,4	17,0
SMA5J11	5AY	5AY	12,2	14,9	1,0	11	1,0	24,9	20,1
SMA5J11A	5AZ	5AZ	12,2	13,5	1,0	11	1,0	27,5	18,2
SMA5J12	5BD	5BD	13,3	16,3	1,0	12	1,0	22,7	22,0
SMA5J12A	5BE	5BE	13,3	14,7	1,0	12	1,0	25,1	19,9
SMA5J13	5BF	5BF	14,4	17,6	1,0	13	1,0	21,0	23,8
SMA5J13A	5BG	5BG	14,4	15,9	1,0	13	1,0	23,3	21,3
SMA5J14	5BH	5BH	15,6	19,1	1,0	14	1,0	19,4	25,8
SMA5J14A	5BK	5BK	15,6	17,2	1,0	14	1,0	21,6	23,2
SMA5J15	5BL	5BL	16,7	20,4	1,0	15	1,0	18,6	26,9
SMA5J15A	5BM	5BM	16,7	18,5	1,0	15	1,0	20,5	24,4
SMA5J16	5BN	5BN	17,8	21,8	1,0	16	1,0	17,4	28,8
SMA5J16A	5BP	5BP	17,8	19,7	1,0	16	1,0	19,2	26,0
SMA5J17	5BQ	5BQ	18,9	23,1	1,0	17	1,0	16,4	30,5
SMA5J17A	5BR	5BR	18,9	20,9	1,0	17	1,0	18,1	27,6
SMA5J18	5BS	5BS	20,0	24,4	1,0	18	1,0	15,5	32,2
SMA5J18A	5BT	5BT	20,0	22,1	1,0	18	1,0	17,1	29,2
SMA5J20	5BU	5BU	22,2	27,1	1,0	20	1,0	14,0	35,8
SMA5J20A	5BV	5BV	22,2	24,5	1,0	20	1,0	15,4	32,4
SMA5J22	5BW	5BW	24,4	29,8	1,0	22	1,0	12,7	39,4
SMA5J22A	5BX	5BX	24,4	26,9	1,0	22	1,0	14,1	35,5
SMA5J24	5BY	5BY	26,7	32,6	1,0	24	1,0	11,6	43,0
SMA5J24A	5BZ	5BZ	26,7	29,5	1,0	24	1,0	12,9	38,0
SMA5J26	5CD	5CD	28,9	35,3	1,0	26	1,0	10,7	46,6
SMA5J26A	5CE	5CE	28,9	31,9	1,0	26	1,0	11,9	42,1
SMA5J28	5CF	5CF	31,1	38,0	1,0	28	1,0	10,0	50,0
SMA5J28A	5CG	5CG	31,1	34,4	1,0	28	1,0	11,0	45,4
SMA5J30	5CH	5CH	33,3	40,7	1,0	30	1,0	9,3	53,5
SMA5J30A	5CK	5CK	33,3	36,8	1,0	30	1,0	10,3	48,4

Примечания:

- (1) Напряжение пробоя V_{BR} измерялось после приложения тока IT в виде прямоугольного импульса с длительностью 300 мкс, либо эквивалентного ему.
- (2) Форма импульса тока перегрузки соответствует приведенной на рис. 3, характер деградации характеристик соответствует графику, приведенному на рис. 2.
- (3) Для приборов, предназначенных для любой полярности включения и у которых напряжение V_{WM} равно или меньше 10 В, предельное значение тока I_F удваивается.
- (4) Все термины и обозначения соответствуют стандарту Национального института стандартизации США (ANSI) и Института инженеров по электротехнике и электронике (IEEE) C62.35.
- (5) Для прибора SMA5J5,00CA, предназначенного для любой полярности включения, максимальное напряжение пробоя $V_{(BR)}$ составляет 7,25 В.

Ограничители перенапряжений с SMA5J5,0 по 40CA

Компания VISHAY SEMICONDUCTORS
(бывшая компания General Semiconductors)



Паспортные данные и технические характеристики (значения параметров приводятся для температуры окружающей среды $T_A = 25^\circ \text{C}$, если не указано иное значение)

Рис. 1. Зависимость пиковой импульсной мощности

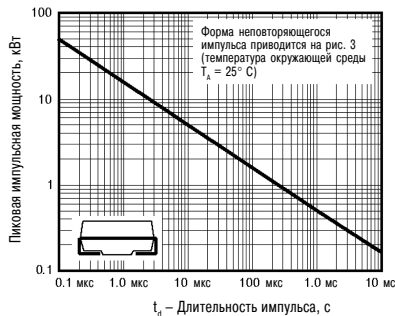


Рис. 2. Зависимость допустимых отклонений характеристик импульса от номинальных значений

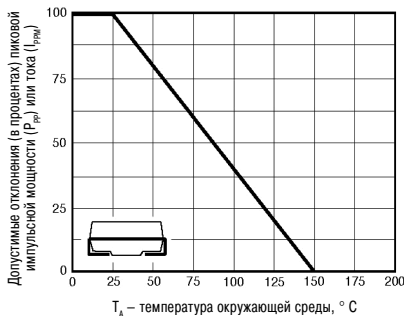


Рис. 3. Форма импульса

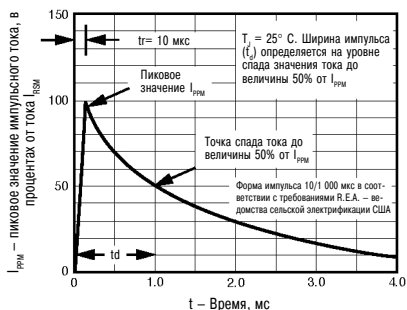


Рис. 4. Характерные значения емкости р-п перехода

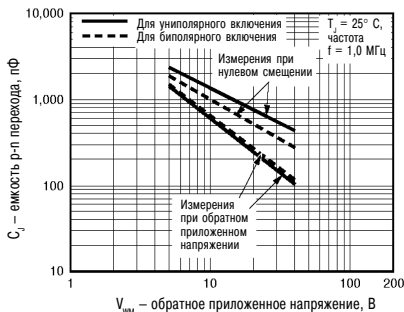


Рис. 5. Тепловое переходное сопротивление

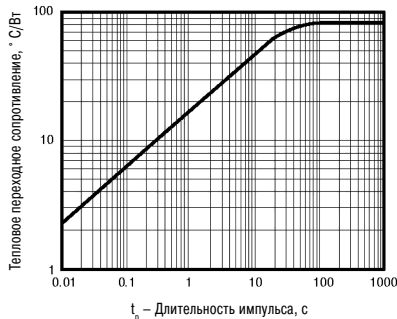


Рис. 6. Максимальное значение прямого тока перенапряжения (только для приборов с униполярным включением)



Ограничители перенапряжений 1N6267AA

Полупроводниковый стабилитрон (ограничитель перенапряжения) Mosorb™ с мощностью рассеивания 1500 Вт

Прибор для униполярного включения*

Полупроводниковые приборы серии Mosorb предназначены для защиты чувствительных к скачкам напряжения компонентов схем и устройств от высоких напряжений и мощных импульсов перенапряжений. Они обладают превосходными характеристиками ограничения и прекрасными перегрузочными способностями, малым значением комплексного сопротивления при зенерском пробое, а также малым временем срабатывания. Эти приборы представляют исключительно продукцию компании ОН Семикондактор (ON Semiconductor), являются высокорентабельными и чрезвычайно надежными в эксплуатации изделиями, изготовленными в корпусах Sermetic™ с соосным расположением выводов, и идеально подходят для применения в телекоммуникационных системах, схемах управления и обработки сигналов, медицинском оборудовании, счетных устройствах для решения коммерческих или экономических задач, источниках питания и целом ряде других устройств производственного и коммерческого назначения, для защиты входящих в состав оборудования КМОП и МОП полевых транзисторов, а также интегральных микросхем, выполненных на базе биполярных транзисторов.

Технические характеристики:

- диапазон максимальных значений обратного рабочего напряжения – от 5,8 до 214 В;
- пиковая мощность – 1500 Вт @ 1 мс;
- соответствие Классу 3 для электростатических разрядов (более 16 кВ) для модели человеческого тела;
- максимальное ограничение напряжения @ максимального пикового тока;
- малые токи утечки, менее 5 мкА при напряжении выше 10 В;
- соответствие требованиям 497В лаборатории по технике безопасности США для защиты изолированной (обословленной) телефонной линии;
- время срабатывания составляет, как правило, менее 1 нс.

Механические характеристики:

КОРПУС: пластмассовый, без пустот, изготовлен методом литьевого прессования пластмасс, с последующим термическим отверждением;

ВНЕШНИЙ ВИД: все внешние поверхности являются коррозионно-стойкими, наружные выводы предназначены для монтажа методом пайки;

МАКСИМАЛЬНАЯ ТЕМПЕРАТУРА ПРИПОЯ ПРИ ПАЙКЕ: 230° С на расстоянии 1,54 мм (1/16 дюйма) от корпуса, допустимое время воздействия – в течение 10 с;

ПОЛЯРНОСТЬ ВКЛЮЧЕНИЯ: вывод катода помечен полоской;

ПРОСТРАНСТВЕННОЕ ПОЛОЖЕНИЕ ПРИ МОНТАЖЕ: любое.

Предельные значения параметров

Параметр	Обозначение	Величина	Размерность
Максимальная рассеиваемая мощность (см. прим. 1) @ $T_A \leq 25^\circ \text{C}$	P_{PK}	1500	Вт
Рассеиваемая мощность в установившемся режиме @ $T_A \leq 75^\circ \text{C}$, длина выводов 9,5 мм	P_D	5,0	Вт
Рассеиваемая мощность в установившемся режиме при нагреве выше $T_A = 75^\circ \text{C}$	P_D	20	мВт
Тепловое сопротивление р-п перехода – выводы	$R_{\theta JA}$	20	°C/Вт
Прямой ток перенапряжения (см. прим. 2) @ $T_A = 25^\circ \text{C}$	I_{FSM}	200	А
Диапазоны рабочих температур р-п перехода и температур хранения	T_J, T_{stg}	От -65 до +175	°C

Примечания:

1. При воздействии одиночного импульса тока, параметры которого соответствуют характеристике, приведенной на рис. 5, а также с соответствующим снижением мощности в соответствии с графиком, приведенным на рис. 2, при увеличении температуры окружающей среды выше 25° С.
2. Длительность воздействия равна времени одного полупериода для сигнала синусоидальной формы (или эквивалентного ему сигнала прямоугольной формы), у которого длительность импульса PW = 8,3 мс, рабочий цикл составляет не более 4 импульсов в минуту.

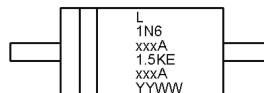
* данные для приборов, предназначенных для биполярного включения, см. в спецификации изделий с 1.5KE6.8CA по 1.5KE250CA

Авторские права принадлежат компании с ограниченной ответственностью Semiconductor Components Industries, LLC 2002
Июнь, 2002, вып. 5



On Semiconductor®

<http://onsemi.com>



L = место расположения обозначения
Код изделия в соответствии с требованиями Объединенного инженерного совета по электронным устройствам (JEDEC) = 1N6xxxxA
Код изделия в соответствие с номенклатурой компании-изготовителя = 1,5KExxxxA
YY = год изготовления
WW = порядковый номер недели года

Заказ изделий

Прибор	Корпус	Условия поставки
1,5KExxxxA	Соосно расположенные выводы	Коробками по 500 приборов
1,5KExxxxARL4	Соосно расположенные выводы	В ленточной рулонной упаковке по 1 500 приборов
1N6xxxxA	Соосно расположенные выводы	Коробками по 500 приборов
1N6xxxxA RL4*	Соосно расположенные выводы	В ленточной рулонной упаковке по 1 500 приборов

* Стабилитроны 1N6302A в ленточной рулонной упаковке по 1 500 приборов фирмой-изготовителем не поставляются

Приборы, выделенные **полужирным курсивом**, являются наиболее предпочтительными для использования типами приборов фирмы ON Semiconductor. Приборы, входящие в ряд предпочтительных изделий, рекомендуются для использования, исходя из целей назначения и оптимальной полной стоимости.

1

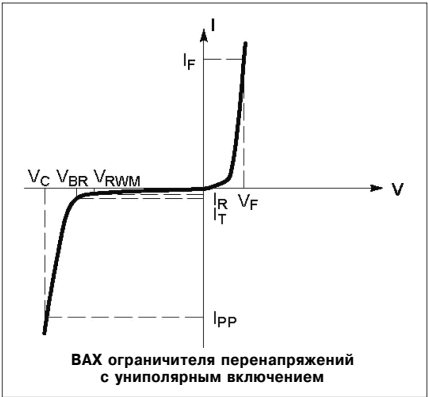
Номер публикации:
1N6267A/D

Авторские права на технические характеристики стабилитрона 1N267A принадлежат компании с ограниченной ответственностью Semiconductor Components Industries, LLC. Использованы с разрешения.

Серия 1N6267A

Электрические характеристики (температура окружающей среды $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, если не указано иное значение, максимально прямое напряжение $V_F = 3, 5\text{ В}$, прямой ток (см. прим. 3) $I_F = 100\text{ А}$)

Обозначение	Параметр
I_{RP}	Максимальное значение обратного импульсного тока
V_C	Напряжение ограничения (при соответствующем значении) @ I_{RP}
V_{RWM}	Рабочее значение обратного пикового напряжения
I_R	Максимальное значение обратного тока утечки @ V_{RWM}
V_{BR}	Напряжение пробоя @ I_T
I_T	Испытательный ток
IV_{BR}	Максимальное значение температурного коэффициента напряжения пробоя V_{BR}
I_F	Прямой ток
V_F	Прямое падение напряжения @ I_F



Серия 1N6267A

Электрические характеристики (температура окружающей среды $T_A = 25^\circ \text{C}$, если не указано иное значение, максимально прямое напряжение $V_F = 3, 5 \text{ В}$, прямой ток (см. прим. 3) $I_F = 100 \text{ А}$)

Тип прибора	Классификация изделия по требованиям JEDEC (См. прим. 4.)	V _{RRM} (см. прим. 5)	I _R @ V _{RRM}	Напряжение пробоя			V _C @ I _{PP} (см. прим. 7)			
				V _{BR} ¹ В. (см. прим. 6)		@ I _T	V _C	I _{PP}	θV _{BR}	
				В	мкА	минут	Номинальное значение	Максимальное значение		мА
1.5KE6-8A	1N6267A	5,8	1000	6,45	6,8	7,14	10	10,5	143	0,057
1.5KE7.5A	1N6268A	6,4	500	7,13	7,5	7,88	10	11,3	132	0,061
1.5KE8.2A	1N6269A	7,02	200	7,79	8,2	8,61	10	12,1	124	0,065
1.5KE9.1A	1N6270A	7,78	50	8,65	9,1	9,55	1	13,4	112	0,068
1.5KE10A	1N6271A	8,55	10	9,5	10	10,5	1	14,5	103	0,073
1.5KE11A	1N6272A	9,4	5	10,5	11	11,6	1	15,6	96	0,075
1.5KE12A	1N6273A	10,2	5	11,4	12	12,6	1	16,7	90	0,078
1.5KE13A	1N6274A	11,1	5	12,4	13	13,7	1	18,2	82	0,081
1.5KE15A	1N6275A	12,8	5	14,3	15	15,8	1	21,2	71	0,084
1.5KE16A	1N6276A	13,6	5	15,2	16	16,8	1	22,5	67	0,086
1.5KE18A	1N6277A	15,3	5	17,1	18	18,9	1	25,2	59,5	0,088
1.5KE20A	1N6278A	17,1	5	19	20	21	1	27,7	54	0,09
1.5KE22A	1N6279A	18,8	5	20,9	22	23,1	1	30,6	49	0,092
1.5KE24A	1N6280A	20,5	5	22,8	24	25,2	1	33,2	45	0,094
1.5KE27A	1N6281A	23,1	5	25,7	27	28,4	1	37,5	40	0,096
1.5KE30A	1N6282A	25,6	5	28,5	30	31,5	1	41,4	38	0,097
1.5KE33A	1N6283A	28,2	5	31,4	33	34,7	1	45,7	33	0,098
1.5KE36A	1N6284A	30,8	5	34,2	36	37,8	1	49,9	30	0,099
1.5KE39A	1N6285A	33,3	5	37,1	39	41	1	53,9	28	0,1
1.5KE43A	1N6286A	36,8	5	40,9	43	45,2	1	59,3	25,3	0,101
1.5KE47A	1N6287A	40,2	5	44,7	47	49,4	1	64,8	23,2	0,101
1.5KE51A	1N6288A	43,6	5	48,5	51	53,6	1	70,1	21,4	0,102
1.5KE56A	1N6289	47,8	5	53,2	56	58,8	1	77	19,5	0,103
1.5KE62A	1N6290A	53	5	58,9	62	65,1	1	85	17,7	0,104
1.5KE68A	1N6291A	58,1	5	64,6	68	71,4	1	92	16,3	0,104
1.5KE75A	1N6292A	64,1	5	71,3	75	78,8	1	103	14,6	0,105
1.5KE82A	1N6293A	70,1	5	77,9	82	86,1	1	113	13,3	0,105
1.5KE91A	1N6294A	77,8	5	86,5	91	95,5	1	125	12	0,106
1.5KE100A	1N6295A	85,5	5	95	100	105	1	137	11	0,106
1.5KE110A	1N6296A	94	5	105	110	116	1	152	9,9	0,107
1.5KE120A	1N6297A	102	5	114	120	126	1	165	9,1	0,107
1.5KE130A	1N6298A	111	5	124	130	137	1	179	8,4	0,107
1.5KE150A	1N6299A	128	5	143	150	158	1	207	7,2	0,108
1.5KE160A	1N6300A	136	5	152	160	168	1	219	6,8	0,108
1.5KE170A	1N6301A	145	5	162	170	179	1	234	6,4	0,108
1.5KE180A	1N6302A*	154	5	171	180	189	1	246	6,1	0,108
1.5KE200A	1N6303A	171	5	190	200	210	1	274	5,5	0,108
1.5KE220A		185	5	209	220	231	1	328	4,6	0,109
1.5KE250A		214	5	237	250	263	1	344	5	0,109

Примечания:

- Воздействие происходит в течение времени, равного одному полупериоду для сигнала синусоидальной формы (или эквивалентного ему сигнала прямоугольной формы), для которого длительность импульса $PW = 8,3 \text{ мс}$, а рабочий цикл составляет не более 4 импульсов в минуту.
- Обозначение стабилитрона в соответствии с установленной Обьединенного инженерного совета по электронным устройствам (JEDEC) номенклатурой изделий.
- Ограничитель перенапряжений переходных процессов выбирается, как правило, в соответствии с максимальным значением рабочего пикового обратного напряжения, $V_{\text{впр}}$, которое должно быть равным, или превышать уровень постоянного или усредненного за полупериод переменного рабочего напряжения.
- Напряжение пробоя V_{BR} измеряется при тестовом значении импульсного тока I_T при температуре окружающей среды $T_A = 25^\circ \text{C}$.
- Форма тока перегрузки соответствует приведенной на рис. 5, характеристики которого деградируют в соответствии с зависимостями, приведенными на рис. 1 и 2.

* Стабилитроны 1N6302A в ленточной рулонной упаковке по 1 500 приборов фирмой-изготовителем не поставляются.

Серия 1N6267A

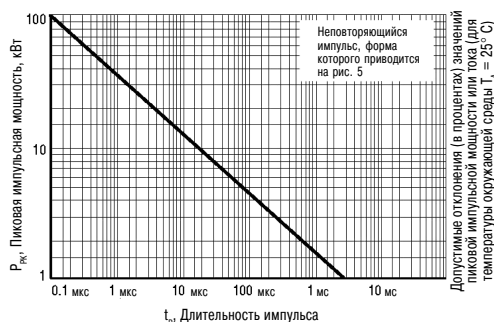


Рис. 1. Нормированная зависимость пиковой импульсной мощности

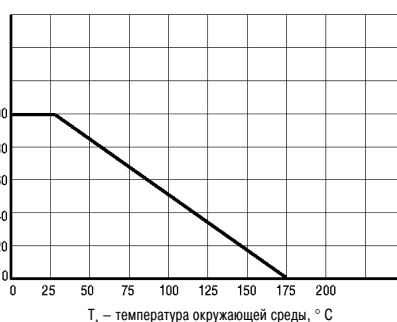


Рис. 2. Зависимость допустимых отклонений характеристик импульса от номинальных значений

Приборы 1N6373, 1STE-5, MPTE-5
вплоть до
1N6389, 1STE-45, MPTE-45, C

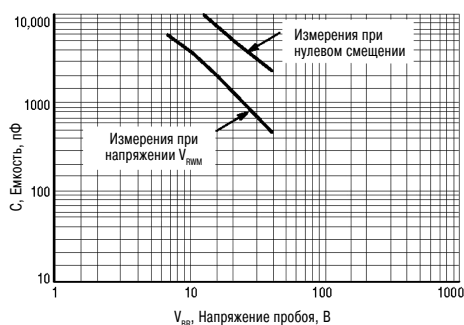


Рис. 3. Зависимости емкости прибора от напряжения пробоя

Приборы 1N6267A/1,5KE6.8A
вплоть до
1N6303A/1,5KE200A

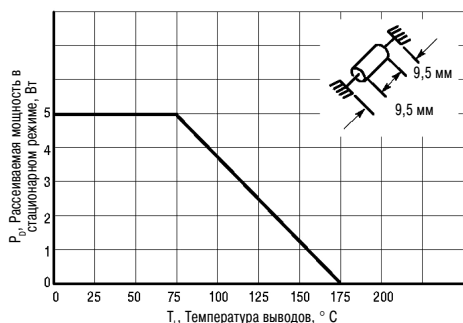
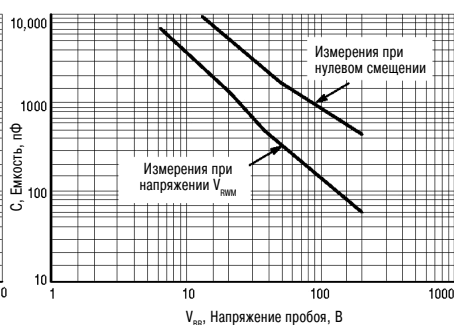


Рис. 4. Снижение мощности в стационарном режиме

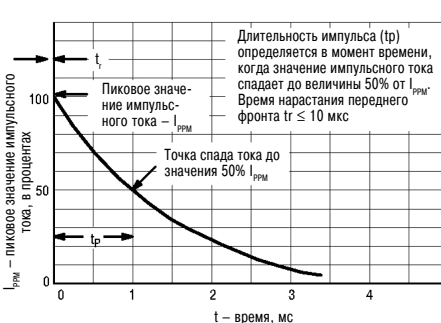


Рис. 5. Форма импульса



UC1525A/27A
UC2525A/27A
UC3525A/27A

Регулирующие широтно-импульсные модуляторы

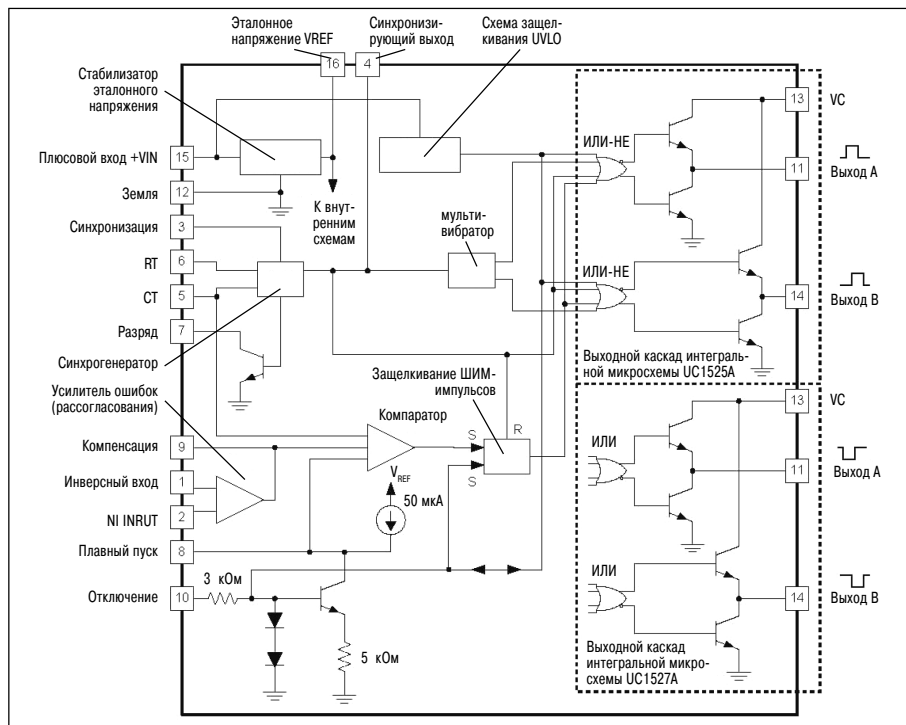
Технические характеристики:

- рабочие напряжения от 8 до 35 В;
- опорное напряжение 5,1 В с точностью поддержания до $\pm 1\%$;
- диапазон частот переключений от 100 Гц до 50 кГц;
- отдельный выход генератора синхронизации;
- настраиваемый уровень задержки;
- встроенная схема плавного включения;
- поимпульсное выключение;
- блокировка перенапряжения на входе с установленным двухсторонним диапазоном;
- фиксация ШИМ для предотвращения генерирования серии импульсов;
- возможность как подачи, так и отвода выходного избыточного тока.

Описание

Серия UC1525A/1527A интегральных микросхем ШИМ модулятора была разработана с целью обеспечить улучшенные рабочие характеристики, а также уменьшить количество внешних (навесных) элементов при использовании интегральных микросхем для создания схем импульсных источников питания всех типов. Встроенный в микросхему источник опорного напряжения +5,1 В обеспечивает точность его поддержания в пределах $\pm 1\%$, а диапазон входного синфазного сигнала усилителя ошибок, не превышающий величины опорного напряжения, позволяет отказаться от использования внешних резисторов. Синхронизирующий вход тактового генератора позволяет подключать несколько ведомых устройств, либо произвести синхронизацию одного устройства от внешнего синхронизирующего источника. Единственный резистор, расположенный между C_1 и выводами разряда, обеспечивает широкий диапазон регулировки времени запаздывания. В данных интегральных микросхемах также имеется встроенная схема плавного пуска, для которой требуется использовать только один внешний, задающий время, конденсатор. Вывод отключения выхода интегральной микросхемы управляет как схемой плавного включения, так и выходными каскадами, обеспечивая немедленное отключение и блокировку ШИМ-модулятора прекращением выработки импульсов, а также повторное плавное включение путем использования более длительных по времени команд на отключение. Эти функции дополнительно контролируются путем блокировки перенапряжений, которая позволяет отключать выход, а конденсатор плавного пуска поддерживать разряженным при отклонении входных напряжений от номинального значения. Данная схема блокировки имеет окно срабатывания примерно в 500 мВ для того, чтобы исключить неустойчивость в работе. Другой особенностью данных интегральных микросхем ШИМ-модулятора является наличие схемы защелкивания, расположенной после схемы сравнения. После того, как поступление ШИМ-импульса было прекращено по любой из возможных причин, выход схемы будет оставаться отключенным в течение всей длительности периода. Фиксация данного состояния снимается при поступлении каждого последующего синхронизирующего импульса. Выходные каскады собраны по каскадным схемам, позволяющим как подавать, так и отводить избыточный ток в пределах 200 мА. Выходной каскад интегральной микросхемы UC1525A представляет собой выход логической схемы НЕ-ИЛИ, обеспечивающей выходной сигнал низкого уровня для выключенного состояния. В интегральной микросхеме UC1527A реализуется логика ИЛИ, при которой обеспечивается высокий уровень выходного сигнала при выключенном состоянии.

Блок-схема



Интегральная микросхема SLUS191A — февраль 1997 года, переработана — апрель 2004 года

Авторские права на паспортные данные интегральной микросхемы SLUS191A принадлежат компании Тексас Инструмент (Texas Instrument). Приводятся с разрешения.

TIP31, TIP31A, TIP31B, TIP31C (n-p-n)
TIP32, TIP32A, TIP32B, TIP32C (p-n-p)

Комплементарные мощные кремниевые транзисторы в пластмассовых корпусах

Разработаны для применения в усилителях общего назначения и импульсных устройствах.

- Напряжение насыщения коллектор-эмиттер —
 $V_{CE(SAT)} = 1,2$ В постоянного тока (макс. зн.) @ $I_C = 3,0$ А постоянного тока.
- Допустимое напряжение коллектор-эмиттер —
 $V_{CE(SUS)} = 40$ В постоянного тока (мин. зн.) — TIP31, TIP32;
 $= 60$ В постоянного тока (мин. зн.) — TIP31A, TIP32A;
 $= 80$ В постоянного тока (мин. зн.) — TIP3B, TIP32B;
 $= 100$ В постоянного тока (мин. зн.) — TIP31C, TIP32C.
- Производство полосы пропускания на усиление в режиме сильного тока
 $f_T = 3,0$ МГц (мин. зн.) @ $I_C = 500$ мА постоянного тока.
- Малогабаритный корпус типа TO-220 AB.

Максимальные значения параметров

Параметр	Обозначение	Значение	Размерность
Напряжение коллектор-эмиттер TIP31, TIP32 TIP31A, TIP32A TIP31B, TIP32B TIP31C, TIP32C	V_{CE}	40 60 80 100	В (постоянного тока)
Напряжение база-коллектор TIP31, TIP32 TIP31A, TIP32A TIP31B, TIP32B TIP31C, TIP32C	V_{CB}	40 60 80 100	В (постоянного тока)
Напряжение эмиттер-база	V_{EB}	5,0	В (постоянного тока)
Ток коллектора длительный пиковый	I_C	3,0 5,0	А (постоянного тока)
Ток базы	I_B	1,0	А (постоянного тока)
Полная рассеиваемая мощность @ $T_c = 25^\circ\text{C}$ снижение при нагреве свыше 25°C	P_D	40 0,32	Вт Вт/ $^\circ\text{C}$
Полная рассеиваемая мощность @ $T_c = 25^\circ\text{C}$ снижение при нагреве свыше 25°C	P_D	2,0 0,016	Вт Вт/ $^\circ\text{C}$
Освобождающаяся энергия индуктивной нагрузки (см. прим. 1)	E	32	мДж
Диапазоны температур p-n перехода при работе и хранении	T_j, T_{stg}	От -65 до +50	$^\circ\text{C}$

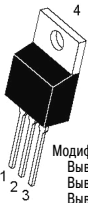
Примечание 1. $I_C = 1,8$ А, $I = 20$ мГц, P.R.F. = 10 Гц, $V_{CE} = 10$ В, $V_{BE} = 100$ Ом.



On Semiconductor®

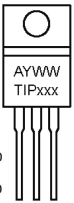
http://onsemi.com

Мощные кремниевые
комплементарные транзисторы
рассчитаны на ток 3 А
напряжения 40-60-80-100 В
мощность 40 Вт



Модификация 1:
Вывод 1 — база
Вывод 2 — коллектор
Вывод 3 — эмиттер
Вывод 4 — коллектор

Маркировка
изделия



Тип корпуса TO-220AB,
вариант 221A-09,
модификация 1

xxx = код изделия:
31, 31A, 31B, 31C, 32, 32A, 32B, 32C
A = место сборки
Y = год
WW = порядковый номер недели года

Информация для заказчика

Информацию о порядке заказа и поставке изделия см. в разделе "Размеры изделия" на стр. 6 данного технического паспорта.

TIP31, TIP31A, TIP31B, TIP31C (n-p-n)
TIP32, TIP32A, TIP32B, TIP32C (p-n-p)

Тепловые характеристики

Параметр	Обозначение	Макс. зн.	Размерность
Тепловое сопротивление p-n перехода – окружающая среда	$R_{\theta JA}$	62,5	$^{\circ}\text{C} / \text{Вт}$
Тепловое сопротивление p-n перехода – корпус	$R_{\theta JC}$	3,125	$^{\circ}\text{C} / \text{Вт}$

Электрические характеристики ($T_c = 25^{\circ}\text{C}$, если не указано иное значение)

Параметр	Обозначение	Мин.	Макс.	Размерность
----------	-------------	------	-------	-------------

Транзистор находится в выключенном состоянии

Допустимое напряжение коллектор-эмиттер (см. прим. 2) $I_c = 30 \text{ мА}, I_b = 0$ TIP31, TIP32 TIP31A, TIP32A TIP31B, TIP32B TIP31C, TIP32C	$V_{CE(SUS)}$	40 60 80 100	- - - -	В (постоянного тока)
Ток отсечки коллектора ($V_{CE}=30 \text{ В пост. тока}, I_b=0$) TIP31, TIP32, TIP31A, TIP32A ($V_{CE}=60 \text{ В пост. тока}, I_b=0$) TIP31B, TIP32B, TIP31C, TIP32C	I_{CEO}	- -	0,3 0,3	мА (пост. тока)
Ток отсечки коллектора ($V_{CE}=40 \text{ В пост. тока}, V_{EB}=0$) TIP31, TIP32 ($V_{CE}=60 \text{ В пост. тока}, V_{EB}=0$) TIP31A, TIP32A ($V_{CE}=60 \text{ В пост. тока}, V_{EB}=0$) TIP31B, TIP32D ($V_{CE}=60 \text{ В пост. тока}, V_{EB}=0$) TIP31C, TIP32C	I_{CES}	- - - -	200 200 200 200	мкА (пост. тока)
Входной ток отсечки ($V_{BE} = 5,0 \text{ В пост. тока}, I_C = 0$)	I_{EBO}	-	1,0	мА (пост. тока)

Параметры во включенном состоянии

Усиление по постоянному току ($I_c = 1,0 \text{ А пост. тока}, V_{CE} = 4,0 \text{ В пост. тока}$) ($I_c = 3,0 \text{ А пост. тока}, V_{CE} = 4,0 \text{ В пост. тока}$)	h_{FE}	25 10	- 50	-
Напряжение насыщения коллектор-эмиттер ($I_c = 3,0 \text{ А пост. тока}, I_b = 375 \text{ мА пост. тока}$)	$V_{CE(SAT)}$	-	1,2	В (пост. тока)
Падение напряжения база-эмиттер во включенном состоянии ($I_c = 3,0 \text{ А пост. тока}, V_{CE} = 4,0 \text{ В пост. тока}$)	$V_{BE(ON)}$	-	1,8	В (пост. тока)

Динамические параметры

Произведение полосы пропускания на усиление по току ($I_c = 500 \text{ мА пост. тока}, V_{CE} = 10 \text{ В пост. тока}, f_{\text{test}} = 1,0 \text{ МГц}$)	f_T	3,0	-	МГц
Малосигнальное усиление по току ($I_c = 0,5 \text{ А пост. тока}, V_{CE} = 10 \text{ В пост. тока}, f = 1,0 \text{ кГц}$)	h_{fe}	20	-	-

Примечание 2. Тестирование в импульсном режиме: длительность импульса не более 300 мкс, коэффициент заполнения не более 2%.

Список литературы

- [1] D. A. Neamen. *Electronic Circuit Analysis and Design*. 2nd Edition. McGraw-Hill: New York, NY, 2001, pp. 19–20.
- [2] M. H. Rashid. *Power Electronics Circuits, Devices, and Applications*. 2nd Edition. Prentice Hall: Englewood Cliffs, New Jersey, 1993, p. 39.
- [3] P. Horowitz and W. Hill. *The Art of Electronics*. 2nd Edition. Cambridge University Press: New York, NY, 1989, p. 57.
- [4] P. Horowitz and W. Hill. *The Art of Electronics*. 2nd Edition. Cambridge University Press: New York, NY, 1989, pp. 595–596.
- [5] Fermi National Accelerator Laboratory. "Fermilab's Chain of Accelerators."
<http://wwwbd.fnal.gov/public/proton.html#CR>.
- [6] P. T. Krein. *Elements of Power Electronics*. Oxford University Press: New York, NY, 1998, Chapter 11.
- [7] A. I. Pressman. *Switching Power Supply Design*. 2nd Edition. McGraw-Hill: New York, NY, 1998, p. 28.
- [8] W. H. Hayt, Jr. and J. E. Kemmerly. *Engineering Circuit Analysis*. McGraw-Hill: New York, NY, 1978, p. 333.
- [9] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins. *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. 2nd Edition. John Wiley & Sons: New York, 1995, p. 27.
- [10] S. Franco. *Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits*. 3rd Edition. McGraw-Hill: New York, NY, 2002, pp. 276–278.
- [11] R. W. Erickson and D. Maksimovic. *Fundamentals of Power Electronics*. 2nd Edition. Kluwer Academic Publishers: Norwell, MA, 1999, p. 68.
- [12] P. T. Krein. *Elements of Power Electronics*. Oxford University Press: New York, NY, 1998, pp. 358–360.
- [13] A. I. Pressman. *Switching Power Supply Design*. 2nd Edition. McGraw-Hill: New York, NY, 1998, Chapter 11.
- [14] P. Horowitz and W. Hill. *The Art of Electronics*. 2nd Edition. Cambridge University Press: New York, NY, 1989, pp. 595–596.
- [15] A. S. Sedra and K. C. Smith. *Microelectronic Circuits*. 5th Edition. Oxford University Press: New York, NY, 2004, p. 1245.
- [16] H. Taub and D. Schilling. *Digital Integrated Electronics*. McGraw-Hill: New York, NY, 1977, pp. 9–10.
- [17] ExtremeTech. "Suppression Components: Tubes, Diodes, and Circuits."
<http://www.extremetech.com/article2/0,1558,1155238,00.asp>. (date accessed: December 18, 2004)

- [18] ExtremeTech. "Suppression Components: Metal Oxide Varistors."
<http://www.extremetech.com/article2/0,1558,1155237,00.asp>. (date accessed: December 18, 2004)
- [19] P. W. Traynham and P. Bellew. *Using Thermally Protected MOVs in TVSs or Power Supply Applications*. Littelfuse Inc.: Melbourne, FL.
<http://www.littelfuse.com/data/Articles/TMOVPCIMPaper.pdf>

Предметный указатель

- А**
Автономные источники постоянного тока 88
Автотрансформатор 77
Аккумуляторные батареи 56
Амплитудное значение напряжения 14
Анти-параллельный диод 80
Апериодичность импульса
перенапряжения 134
- Б**
Базово-эмиттерное напряжение 115
Барбекю 75
Биполярный транзистор 20
 включение по схеме диодов 116
 использование стабилитронов в цепи
 смещения 117
 отрицательный температурный
 коэффициент 121
 пробой 22
 тепловая нестабильность 121
Биполярный транзистор 2N3904 20
Биполярный транзистор с изолированным
затвором
 включенное состояние 62
 выключенное состояние 62
 переключение в цепях постоянного
 тока 80
 режим насыщения 64
Бросок напряжения
 характеристика импульса 134
Быстрое преобразование Фурье 109, 110
- В**
Вариак 77
"Волшебные свечи" 9
Вторичная обмотка трансформатора 14
Входной сигнал управления скоростью
 вращения электродвигателя 66
Выпрямитель 85
Выпрямляющий диод 28, 53
 обратное пробивное напряжение 28
Выравнивающие напряжение резисторы 54
- Высоковольтный источник постоянного
напряжения 41
- Г**
Гальваническая развязка цепей 14, 78
Гармоники в искаженном сигнале 106, 110
Гонки электромобилей формулы Лайтин 73
Гоночный электромобиль 72
- Д**
Датчик изменения температуры 9
Датчик присутствия насекомых 30
Двухполупериодный выпрямитель 14, 85
Двухтактный усилитель 93, 96, 113
 диоды, задающие постоянное
 смещение 116
 отрицательная тепловая обратная
 связь 126
 стабилитроны, задающие постоянное
 смещение 117
 схема Дарлингтона 100
 тепловая нестабильность 121, 125
 циркуляционные токи 98
 эмиттерный резистор обратной
 связи 126
Делитель напряжений 18
Демпфирование 85
Диод
 анти-параллельный 80
 анти-шунтирующий 59
 выпрямляющий 53
 с малым временем переключения 53
 Шоттки 88
Диод 1N1007 53
Диод MUR420 52
Диод UF1007 53
Диод, как температурный датчик 9
Длина волны излучения 26
Длинная линия
 индуктивность проводов 142
Допустимая рассеиваемая мощность
варистора 134

Дроссель

- зависимость между протекающим током и напряжением 22, 48
- запасаемая энергия 48
- форма протекающего тока и напряжения 50

Е

- Единичный коэффициент усиления 83, 103

Ж

- Жареные сосиски 75
 - изменение цвета в области электродов 90
- информация об инградиентах 84
- напряжение на стоке переключающего транзистора 89
- осциллограммы напряжения для различных уровней подводимой мощности 90
- проблема электродов 89
- разогрев и вспучивание 77

И

- Идеальный источник напряжения 141
- Изолированный источник питания 83
- ИК датчик для летающих насекомых 26
- ИК диод 29
- ИК светодиод 26
- ИК светодиод LIR204X 28
- ИК фототранзистор 26
- ИК фототранзистор LPT2023 28
- Импульс перенапряжения
 - характеристики 134
- Импульсный источник питания 48
- Индуктивная нагрузка 22
- Индуктивная составляющая сопротивления конденсатора 13
- Индуктивное сопротивление обмоток электродвигателя 58
- Индуктивное сопротивление проводов 84
- Индуктивность длинного проводника 142
- Интегральная микросхема LM317 57
- Интегральная микросхема LM324 21, 66
- Интегральная микросхема LM7805C 39
- Интегральная микросхема LM7812 16
- Интегральная микросхема TC4424 88

- Интегральная микросхема UC3525A 54, 72
 - генератор пилообразного напряжения 56, 71
 - источник эталонного напряжения 5 В 71
- Искажения перехода сигнала через нулевой уровень 93, 96, 103, 113
- Искажения усилителя 104
- Источник бесперебойного питания 56
- Источник излучения 26
- Источник питания постоянного тока 13, 88
- Источник постоянного тока 10

К

- Керамический конденсатор 144
- Коллекторный ток
 - температурная зависимость 122
- Конденсатор
 - возрастание напряжения 52
 - индуктивная составляющая сопротивления 13
 - керамический 13, 144
 - с полиэфирным диэлектриком 13, 144
 - электролитический 13
- Корпусной диод 80
- Коэффициент заполнения 137
- Коэффициент передачи разомкнутой цепи 101, 102
- Коэффициент подавления пульсаций 16
- Кровососущие летающие насекомые 25

Л

- Летающие насекомые 26
- Линейный стабилизатор напряжения 15, 39
- Ловушка для пауков 26

М

- Магнитное поле 34
- Металло-оксидный варистор 84, 131
- Метод широтно-импульсной модуляции, ШИМ 54, 58, 60, 79
- Миллиом 62
- МОП полевой транзистор 47, 62
 - включенное состояние 64
 - встроенный конденсатор 88
 - выключенное состояние 65
 - напряжение затвор-сток 62
 - напряжение истока 62

переключение постоянного тока 80
 пороговое напряжение 62
 сопротивление во включенном состоянии,
 R_{DSon} 62
 схема управления с плавающим
 затвором 82
 Мощный транзистор 99, 117

Н

Нагрузка усилителя
 величина 94
 Нагрузка, потребляющая большие токи
 схема управления 20
 Наконечники с проушинами 90
 Насыщенный биполярный транзистор 20
 Неинвертирующий усилитель 100
 Нелинейные искажения
 снижение уровня 113
 усилителя 103
 Нержавеющая сталь для электродов 75
 Нормально замкнутые контакты реле 34
 Нормально разомкнутые контакты реле 35

О

Обмотка реле 36
 Обратная связь 93
 коэффициент передачи 101, 102
 уменьшение нелинейных искажений 103
 Обратное пробивное напряжение 28
 Общие нелинейные искажения 108
 Огибающая напряжения синусоидальной
 формы 83
 Ограничение бросков напряжения
 использование фильтра 144, 151
 Ограничение напряжения на затворах 88
 Ограничитель бросков напряжения 84, 131,
 133
 варианты выбора 138
 двунаправленного действия 133
 напряжение пробоя 139
 номинальная мощность импульса 136
 однонаправленного действия 133
 Операционный усилитель
 ток нагрузки 20, 100
 Операционный усилитель LM324 20
 Оптически изолированная схема управления
 затвором 83

Отрицательная обратная связь 108
 Отрицательная тепловая обратная связь 126
 Отрицательный температурный
 коэффициент 10, 121

П

Падающее на светодиод излучение 28
 Пар 76
 Параллельное включение конденсаторов в
 схеме 13
 Параметр H_{FE} 99
 Паук Черная вдова 25
 Передача большой по величине
 мощности 135
 Переключатель 58, 62
 Переменный резистор 18, 89
 Перенапряжения переходных процессов 22
 Перераспределение зарядов на обкладках
 конденсаторов 43, 48, 56, 60, 66, 86
 Период и частота
 взаимосвязь 59
 Пилообразный сигнал 66
 Повышающий напряжение импульсный
 преобразователь 47
 Подстроечный потенциометр 18, 89
 Пороговое напряжение 62
 Потенциометр 18, 32, 78, 89
 Пределы интегрирования при определении
 тока дросселя 47
 Преобразование и сохранение электрической
 энергии 49
 Преобразователь напряжения постоянного
 тока 56
 Преобразователь напряжения постоянного
 тока в постоянное напряжение другой
 величины 56
 Пробой биполярного транзистора 22
 Проводник
 собственная индуктивность 142
 Программа моделирования PSpice 12
 Пульсации выпрямленного напряжения 15
 Пылесос 34

Р

Разряд молнии 150
 Рассеяние мощности 17

Резистор

переменный 89

Резистор времени запаздывания 70

Резистор обратной связи эмиттерной цепи 126

Реле

номинальные значения напряжений 36

номинальные значения токов 36

нормально замкнутые контакты 34

нормально разомкнутые контакты 35

обмотка 34

питание обмотки 36

схема управления работой пылесоса 36

токовая нагрузка на контакты 36

С**Светоизлучающий диод**

обратное напряжение 28

прямое падение напряжения 27

Свечи в честь дня рождения 9

Сглаживающие конденсаторы

выпрямителя 14

Северный Университет штата Аризона 73

Сетевое питание

параметры 13

Сигнал прямоугольной формы 59

Сигнал с соотношением длительности фронтов 10/1000 мкс 80, 93, 137

Силовая электроника 56

Скорость вращения электродвигателя 56

Сигнал с большим амплитудным значением 94

Снижение нелинейных искажений 106

Собственная индуктивность сети питания 143, 147

Сопротивление току утечки конденсатора 53

Стабилизатор напряжения 15

Стабилитрон 84

встречно-включенные устройства 131

источник напряжения смещения для биполярного транзистора 117

напряжение пробоя 132

Стандартная точность изготовления конденсаторов 72

Схема Дарлингтона 99

Схема обнаружения присутствия

насекомых 29

Схема сравнения 17, 19, 30, 66, 82

Схема управления напряжением на затворе 82, 88

Схема управления с плавающим затвором 82

Схема управления скоростью вращения электродвигателя 57

Т

Температурный коэффициент 10

Тепловое рассеяние 30

Транзистор

тепловая неустойчивость 121

Транзистор TIP31 116

Транзистор TIP32 116

Транзистор ZTX450 20

Транзистор Дарлингтона 99

Трансформатор 39, 41, 77

вторичная обмотка 14

гальваническая развязка 78

сердечник 78

У

Умножители напряжения 41

Управление напряжением на затворе 83

Управляемый напряжением источник напряжения 82

Усилитель

малый уровень искажений 111

нелинейные искажения 103

Усилитель с общим стоком 93

Усилитель с общим эмиттером 93

Усилитель, собранный по схеме эмиттерного повторителя 93

Ускоритель Кокрофта-Уолтона 41

Усредненная за период электрическая мощность 135

Усредненное за период напряжение на электродвигателе 60

Усредненное по периоду напряжение 60

Ф

Фильтр нижних частот 17, 145, 148

Форма огибающей напряжения 83

Фототранзистор 27

режим насыщения 31

эмиттерный и коллекторный выводы 28
эффективность преобразования
излучения 31

Ц

Цикл заряда-разряда 50
Циркуляционные токи 98, 119, 123

Ч

Частота переключения 59

Ш

Шипение зажариваемой сосиски 76
Широтно-импульсная модуляция
формирование управляющего сигнала 65
Шланг пылесоса 34
Шлифовальный станок 76
"Шунтирующий" диод 22, 38

Э

Электроды
площадь контактирующей поверхности 90
Электрический удлинитель 76
Электроventильатор 20
Электродвигатель 56
схема управления скоростью
вращения 57
Электродвигатель постоянного тока 57
Электроды 76, 89
Электролитический конденсатор 13
Электроукальыватель Клингона 46
Эмиттерный повторитель
на базе n-p-n транзистора 94
на базе p-n-p транзистора 96
Энергия батареек 49

Н

n-канальный МОП полевой транзистор 62

Книги издательства «ДМК Пресс» можно заказать в торгово-издательском холдинге «АЛЪЯНС-КНИГА» наложенным платежом, выслав открытку или письмо по почтовому адресу: **123242, Москва, а/я 20** или по электронному адресу: **orders@alians-kniga.ru**.

При оформлении заказа следует указать адрес (полностью), по которому должны быть посланы книги; фамилию, имя и отчество получателя. Желательно также указать свой телефон и электронный адрес.

Эти книги вы можете заказать и в Internet-магазине: **www.alians-kniga.ru**.

Оптовые закупки: тел. **(495) 258-91-94, 258-91-95**; электронный адрес **books@alians-kniga.ru**.

Марк Е. Хернитер

10 увлекательных проектов аналоговой электроники

Главный редактор *Мовчан Д. А.*

dm@dmk-press.ru

Литературный редактор *Галушкина А. В.*

Верстка *Титовой Л. А.*

Дизайн обложки *Мовчан А. Г.*

Подписано в печать 20.03.2008. Формат 70×100 ¹/₁₆.

Гарнитура "Ньютон". Печать офсетная.

Усл. печ. л. 14,19. Тираж 2000 экз.

Издательство ДМК Пресс

Web-сайт издательства: www.dmk-press.ru

Internet-магазин: www.alians-kniga.ru