



М И Р электроники

А.И. Белоус
С.А. Ефименко
А.С. Турцевич

Полупроводниковая
силовая
электроника

ТЕХНОСФЕРА
Москва
2013

УДК 621.382.026

ББК 32.852

Б43

Б43 Белоус А.И., Ефименко С.А., Турцевич А.С.

Полупроводниковая силовая электроника

Москва: Техносфера, 2013. — 216 с. + 12 с. цв. вкл. ISBN 978-5-94836-367-7

В книге представлена информация о принципах работы и основных технических характеристиках базовых элементов силовой электроники. На практических примерах рассмотрены основные аспекты проектирования и изготовления элементов силовой электроники, особенности их применения в различных типах энергосберегающих приборов и электронных устройств для осветительной техники, автоэлектроники, управления электродвигателями и источниками питания.

Книга ориентирована на широкий круг читателей — ученых, инженерно-технических работников, студентов, инженеров-разработчиков радиоэлектронной аппаратуры.

УДК 621.382.026

ББК 32.852

© 2013, А.И. Белоус, С.А. Ефименко, А.С. Турцевич

© 2013, ЗАО «РИЦ «Техносфера», оригинал-макет, оформление

ISBN 978-5-94836-367-7

Содержание

| | |
|--|----|
| Предисловие | 6 |
| Введение | 10 |
| Глава 1. Элементная база силовой электроники | 14 |
| 1.1. Проблемы преобразования электрической энергии | 14 |
| 1.2. Классификация элементной базы силовой электроники | 17 |
| Глава 2. Полупроводниковые приборы силовой электроники | 20 |
| 2.1. Силовые полупроводниковые диоды | 20 |
| 2.2. Силовые транзисторы | 25 |
| 2.2.1. Биполярный транзистор | 25 |
| 2.2.2. Мощные биполярные транзисторы и каскады Дарлингтона | 27 |
| 2.2.3. Мощные полевые транзисторы (MOSFET) | 29 |
| 2.2.4. Биполярный транзистор с изолированным затвором (IGBT) | 31 |
| 2.3. Многослойные интегральные силовые приборы | 33 |
| 2.3.1. Тиристоры | 33 |
| 2.3.2. Динисторы | 35 |
| 2.3.3. Симисторы | 36 |
| Глава 3. Интегральные микросхемы силовой электроники | 37 |
| 3.1. Микросхемы для источников питания | 38 |
| 3.1.1. Структура источников питания | 38 |
| 3.1.2. Полупроводниковые выпрямители напряжения для источников питания | 39 |
| 3.2. Микросхемы стабилизаторов напряжения | 43 |
| 3.2.1. Схемотехническая реализация источников опорного напряжения (ИОН) | 45 |
| 3.2.2. Источник опорного напряжения, равного ширине запрещенной зоны полупроводника | 47 |
| 3.2.3. Источники опорного напряжения на МОП-транзисторах | 49 |
| 3.2.4. Особенности схемотехнической реализации мощных выходных каскадов микросхем стабилизаторов напряжения | 50 |
| 3.2.5. Схема защиты от повышенного входного напряжения | 53 |
| 3.2.6. Схемы защиты от превышения температуры кристалла | 53 |
| 3.2.7. Схема защиты выхода микросхемы стабилизатора напряжения от тока короткого замыкания | 55 |
| 3.2.8. Подгонка параметров микросхем в процессе производства путем пережигания перемычек | 56 |
| 3.2.9. Электрическая и лазерная подгонка параметров микросхем в процессе производства | 58 |
| 3.3. Микросхемы управления импульсными источниками питания | 60 |
| 3.3.1. Структурная схема и принцип работы микросхемы управления импульсными источниками питания | 60 |

| | |
|---|------------|
| 3.3.2. Структурная схема и принцип работы микросхемы ШИМ-контроллера с дополнительной обратной связью по току | 62 |
| 3.3.3. Микросхемы импульсных стабилизаторов напряжения | 65 |
| 3.3.4. Коррекция коэффициента мощности | 66 |
| 3.3.5. Схемотехника микросхем импульсных стабилизаторов напряжения | 69 |
| 3.3.6. Схемотехника микросхем управления импульсными источниками питания | 83 |
| 3.4. Микросхемы управления электродвигателями | 93 |
| 3.4.1. Обобщенная структура и классификация электродвигателей | 93 |
| 3.4.2. Микросхемы управления шаговыми двигателями | 95 |
| 3.4.3. Микросхемы управления коллекторными электродвигателями | 99 |
| 3.4.4. Отечественные микросхемы управления коллекторными двигателями переменного тока | 102 |
| 3.4.5. Микросхемы для управления вентильными двигателями постоянного тока | 103 |
| 3.4.6. Типовой пример микросхемы управления вентильными двигателями | 105 |
| 3.5. Микросхемы управления осветительным оборудованием | 106 |
| 3.5.1. Виды источников света и их основные характеристики | 106 |
| 3.5.2. Микросхемы управления лампами накаливания | 111 |
| 3.5.3. Микросхемы управления газоразрядными источниками света | 113 |
| 3.5.4. Микросхемы управления светодиодными источниками света | 120 |
| 3.5.5. Отечественные микросхемы драйверов светодиодов | 127 |
| 3.6. Силовые микросхемы для автомобильной электроники | 132 |
| 3.6.1. Электронные системы управления автомобилями | 132 |
| 3.6.2. Силовые микросхемы и полупроводниковые приборы для систем электропитания автомобилей | 138 |
| 3.6.3. Электронные системы управления двигателями внутреннего сгорания (ЭСУД) | 140 |
| 3.7. Драйверы управления MOSFET и IGBT | 144 |
| 3.7.1. Требования к входным сигналам MOSFET и IGBT | 144 |
| 3.7.2. Схемы управления MOSFET и IGBT | 146 |
| 3.7.3. Быстродействующие драйверы MOSFET и IGBT | 149 |
| 3.7.4. Драйверы MOSFET и IGBT с расширенными функциональными возможностями | 150 |
| Глава 4. Технологии изготовления ИМС силовой электроники | 154 |
| 4.1. Биполярные технологии изготовления ИМС | 154 |
| 4.2. КМОП технология изготовления ИМС силовой электроники | 156 |
| 4.3. БиКМОП технология изготовления ИМС силовой электроники | 158 |
| 4.4. ДМОП, КДМОП и БиКДМОП технология изготовления ИМС силовой электроники | 160 |

| | |
|--|-----|
| 4.5. Достоинства и недостатки ИМС силовой электроники, реализованных по разным технологиям | 164 |
| Глава 5. Статистический анализ и оптимизация в задачах сквозного проектирования микросхем силовой электроники | 166 |
| 5.1. Статистический анализ и оптимизация параметров микросхем силовой электроники | 166 |
| 5.2. Иерархический статистический анализ микросхем силовой электроники | 170 |
| 5.2.1. Статистическое моделирование прибора | 171 |
| 5.2.2. Моделирование на уровнях схемы и системы | 173 |
| 5.3. Обобщенная структура методологии сквозного статистического анализа и оптимизации в силовой электронике | 174 |
| 5.4. Результаты проведения сквозного статистического анализа и оптимизации параметров типовой микросхемы силовой электроники | 176 |
| 5.4.1. Статистический анализ параметров технологии | 176 |
| 5.4.2. Статистический анализ параметров прибора (n-МОП транзистора) | 185 |
| 5.4.3. Статистический анализ параметров схемы (инвертор на базе n-МОП-транзисторов) | 187 |
| Выводы по главе 5 | 192 |
| Глава 6. Особенности корпусирования мощных полупроводниковых приборов и интегральных микросхем | 194 |
| 6.1. Проблема отвода тепла. Тепловое сопротивление. Способы уменьшения теплового сопротивления | 194 |
| 6.2. Основные типы корпусов для полупроводниковых приборов и микросхем силовой электроники | 196 |
| 6.3. Измерение тепловых сопротивлений силовых полупроводниковых приборов | 201 |
| Литература | 206 |

Предисловие

Предлагаемая вниманию читателя книга ориентирована на широкий круг читателей — ученых, инженерно-технических работников, студентов профессионально-технических училищ, колледжей и высших учебно-технических заведений, инженеров-разработчиков радиоэлектронной аппаратуры, разработчиков дискретных полупроводниковых приборов и интегральных микросхем, а также инженеров и технических специалистов по ремонту и эксплуатации в таких разных по профилю профессиональной деятельности сферах, как промышленная и бытовая радиоэлектронная аппаратура, автомобильная электроника, электротехника, осветительная техника, электрические машины и различные устройства преобразования электрической энергии.

Столь широкий круг потенциальных читателей книги обусловлен уникальностью предмета исследований книги — силовой электроникой. Это достаточно новое и стремительно развивающееся направление научно-технического прогресса сегодня даже не имеет четко установившейся общепринятой терминологии. Если любознательный читатель обратится к Интернету и с помощью всезнающей Википедии попытается узнать, а что же это за такое направление, он будет разочарован. Обычно вся суть нового явления (направление, вид деятельности) в этой общепризнанной универсальной энциклопедии описывается в так называемых «основных статьях» по каждому из направлений, которые в терминологии Википедии называются «категориями» и «подкатегориями». Так вот — по категории «силовая электроника» такая «основная статья» еще не написана, хотя всего в двух там присутствующих «подкатегориях» («системы управления электродвигателями» и «источники питания») уже имеются более тридцати страниц, посвященных терминологии предметов исследований этой области науки и техники — (электронный привод, тиристоры, выпрямители, преобразователи энергии, IGBT, MOSFET, тиристорные регуляторы мощности, силовые модули, бортовые электронные системы управления двигателями и т.п.).

С другой стороны, в многочисленной зарубежной и даже в не столь многочисленной отечественной литературе существует множество различных публикаций (статьи, монографии, справочники, описания патентов, руководства по применению и т.д.), рассматривающих некоторые частные аспекты проблемы силовой полупроводниковой электроники — теоретические исследования, методы расчета и проектирования конкретных силовых машин и устройств, методы расчета проектирования дискретных полупроводниковых приборов и интегральных микросхем, предназначенных для использования в различных устройствах, связанных с преобразованием энергии, и др.

Наиболее полно проблематика научно-технического направления «силовая электроника» рассмотрена в фундаментальной работе «Semiconductor Technical information, technologies and characteristics date», опубликованной «Pablisic Corporate Publishing» в Германии в 2000 г. Это издание было подготовлено штаб-квартирой одного из мировых лидеров в области полупроводниковой технологии и ее применений — фирмы Infineon Technologies AG и представляет собой фактически универсальное справочное пособие для ученых и инженеров, специализи-

рующихся в области проектирования и применения современных полупроводниковых изделий, состоящее из отдельных глав по конкретным направлениям, подготовленных большим авторским коллективом ученых и специалистов с мировым именем под редакцией председателя правления этой крупнейшей международной корпорации профессора Ульриха Шумахера. Несомненным достоинством этой книги является то, что авторы в пределах одной монографии сумели талантливо изложить в ней все современные тенденции, веяния и достижения в области полупроводниковых технологий.

При ее написании авторы исходили из двух сформулированных ими основных постулатов. Во-первых, будущим инженерам-электронщикам и электротехникам, а также преподавателям и пользователям всегда нужно иметь под рукой сборник справочных материалов по современной микроэлектронике. Во-вторых, чтобы стать популярным среди специалистов, это издание должно выполнять функции и классического учебника, и надежного краткого справочника, и просто увлекательной книги.

Надо отметить, что создатели этой уникальной коллективной монографии действительно достигли этой цели — в 2004 г. вышло уже третье актуализированное издание, а в 2012 г. в Германии было издано уже очередное — седьмое доработанное издание этой книги, которое пользуется огромной популярностью у широкого круга читателей.

Из 16-ти глав этой фундаментальной работы только четыре главы в той или иной степени рассматривают проблемы современной силовой электроники и ее элементной базы.

К сожалению, на русский язык эта монография до сих пор не переведена, хотя сегодня различные ее русскоязычные версии можно легко найти в Интернете.

К мелким недостаткам этой книги можно отнести только тот факт, что практические вопросы применения микроэлектронных изделий силовой электроники в составе конкретных систем и законченных приборов, важные для основного контингента читателей, рассмотрены здесь на ограниченном количестве примеров (только для демонстрации принципа использования) и только на зарубежных микросхемах и полупроводниковых приборах (ППП). А, как известно, многочисленные отечественные разработчики надежной аппаратуры, особенно специального и двойного назначения, могут использовать достаточно широкий ряд отечественных микросхем, разработанных и производимых в России и Беларуси, что может позволить им избежать неприятных проблем с надежностью и качеством заполнивших мировой рынок китайских дешевых клонов микросхем известных американских и европейских фирм-производителей элементной базы силовой электроники.

Удивительно, но одним из наиболее удачных примеров переводной литературы является книга индийского профессора С. Рама Редди «Fundamentals of Power Electronics», изданная более 13-ти лет назад в Дели (Индия) по результатам преподавания им соответствующего предмета в университетах и технических колледжах Индии. Как мы знаем, полупроводниковая промышленность Индии в тот момент практически отсутствовала, да и в настоящий момент ее уровень весьма далек от уровня индустриально развитых стран мира. В переводе на русский язык под назва-

нием «Основы силовой электроники» эта книга была в 2005 г. опубликована издательством «Техносфера» и, в связи с актуальностью тематики, неоднократно переиздавалась (следует отметить, что в Индии после 2005 г. она больше не издавалась). При сравнительно небольшом объеме книги (280 стр.) автору удалось в достаточно популярной форме изложить физические принципы работы основных известных на тот момент времени приборов силовой электроники (транзисторов, тиристоров, переключающих схем, выпрямителей, инверторов, частотных преобразователей) и привести известные, самые простейшие электрические схемы их возможных применений в электротехнических устройствах.

Конечно, на момент написания этой «простой» и достаточно популярной книги просто не существовало еще такой элементной базы, которая бы позволяла использовать рассматриваемые полупроводниковые приборы в автомобильных электронных устройствах управления, в осветительной технике, в устройствах управления систем преобразования энергии и других сферах применения, которые сегодня стремительно развиваются. Конечно, там не представлены и микросхемы силовой электроники по той причине, что тогда их просто не было.

Авторы представляемой читателю новой книги поставили перед собой достаточно амбициозную задачу — попытаться обобщить многочисленную литературу по этой проблеме (как зарубежную, так и отечественную) и в рамках ограниченного объема этой одной книги рассмотреть как основные физические механизмы и принципы работы собственно элементной базы полупроводниковой силовой электроники (дискретных полупроводниковых приборов и специализированных микросхем), так и дать конкретные детализированные примеры и рекомендации по их практическому применению в составе различных систем и устройств силовой электроники, причем в качестве примеров используемых ППП и ИМС рассматривать в первую очередь микросхемы отечественного производства (хотя в подавляющем большинстве все они имеют зарубежный функциональный аналог, за исключением отдельных случаев). Прежде всего, к таким устройствам относятся системы управления двигателями (вентильными и коллекторными электродвигателями, карбюраторными и дизельными двигателями автомобилей), устройства управления источниками света, импульсными источниками питания и др.

Эта идея возникла в ходе многолетней плодотворной работы авторов над книгой «Основы схемотехники микроэлектронных устройств», которая была задумана как дальнейшее развитие идей и подходов, изложенных в вышедшей в прошлом веке монографии «Искусство схемотехники» — классического учебника по цифровой и аналоговой схемотехнике, (по которой учились и авторы настоящей книги), написанной выдающимися американскими учеными-практиками Paul Horowitz и Winfield Hill, которая за свою необычайную для такого рода изданий популярность среди студентов и инженеров по электронике в 90-х годах прошлого века получила вполне заслуженное неофициальное звание «библия электроники» и до сих пор не сходит с прилавков книжных магазинов. Книга «Основы схемотехники микроэлектронных устройств» была опубликована в 2012 г. в издательстве «Техносфера», и многочисленные отзывы читателей, приходящие до сих пор на адреса электронной почты авторов, подтверждают правильность выбранной ими концепции изложения сложного материала.

Один из основополагающих принципов этой концепции, использованных авторами и при написании представленной читателям книги, — представление как достаточного объема необходимой справочной информации собственно по принципам работы и составу элементной базы силовой электроники, так и, в отличие от классических учебников с изобилием математических выкладок и физических формул, попытаться простым языком, на большом количестве практических примеров, изложить основные аспекты как проектирования и изготовления самих элементов силовой электроники (физические принципы работы, схемотехнические решения, технологии изготовления, корпусные особенности), так и важнейшие аспекты этапов расчета и конструирования основных типов энергосберегающих приборов и устройств на уровне, доступном для понимания даже слабоподготовленным читателем.

Насколько авторам удалось в рамках данной книги реализовать эту концепцию — судить читателям.

В основу книги, кроме обобщенных результатов анализа отечественных и зарубежных литературных источников, результатов собственных исследований, опубликованных ранее в монографиях, патентах и статьях, результатов своей практической деятельности в области проектирования и применения силовых приборов и микросхем, положены материалы лекционных курсов «Схемотехника и технология базовых элементов силовой электроники» и других, много лет читаемых авторами в вузах и академических институтах для студентов, аспирантов, магистрантов и преподавателей по следующим специальностям: 1-41 01 01 «Технология материалов и компонентов электронной техники», 5515002 «Приборостроение»; 5507002 «Электроника и микроэлектроника»; 551102 «Проектирование и технология электронных средств»; 5528002 «Информатика и вычислительная техника»; 2000003 «Электронная техника, радиотехника и связь» и др.

В частности, использованы материалы лекционных курсов и практических занятий, проведенных авторами в период с 2000 по 2012 г. в Белорусском национальном техническом университете, Белорусском государственном университете информатики и радиоэлектроники, использованы также материалы лекций и семинаров для иностранных студентов, магистрантов и инженеров-разработчиков, проведенных авторами в Китае (Северо-восточный институт микроэлектроники), Индии (Институт космических исследований, BHARAT ELECTRONIC, Исследовательский центр Имарат), Вьетнама (Ханойский технический университет), Болгарии. Польше и других странах.

При работе над материалами гл. 6 существенную помощь авторам оказали профессор, д.т.н. Нелаев В.В. и к.т.н. Стемпицкий В.Р., техническое оформление рукописи выполнено Гордиенко С.В.

Авторы благодарят заведующего кафедрой нано- и микроэлектроники Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники, д.ф.-м.н., профессора Борисенко В.Е. и проректора Белорусского национального технического университета, д.т.н., профессора Гусева О.К. за конструктивную критику и полезные предложения по уточнению содержания и структуры построения материала, сделанные в процессе рецензирования данной работы.

Введение

Структура изложения материалов в данной книге направлена на реализацию сформулированной в предисловии концепции изложения сложного материала в максимально упрощенном (но не в ущерб качеству) виде, а именно: представление читателю достаточного, но минимального объема информации о принципах работы, составе и основных технических характеристиках базовых элементов силовой электроники, а также на практических примерах изложить основные аспекты как проектирования и изготовления самих элементов силовой электроники (физические принципы, схемотехнические решения), так и важнейшие аспекты этапов расчета и конструирования основных типов энергосберегающих приборов и устройств (для автоэлектроники, осветительной техники, управления электродвигателями и источниками питания и др.).

Для достижения этой цели материал книги разбит на 6 глав.

В первой, вводной главе, состоящей всего лишь из двух разделов, в очень сжатом виде представлены основные предпосылки возникновения и развития силовой электроники, в первую очередь обусловленные необходимостью снижения энергопотребления и повышения эффективности использования различных видов энергии. Здесь же представлена классификация элементной базы силовой электроники, необходимая для систематизации изложения и более полного понимания читателем содержания последующих глав.

Вторая глава в целом носит обзорный характер, здесь в достаточно сжатом виде, с минимальным использованием математических выкладок и формул рассмотрены принципы работы и типовые конструкции основных, наиболее широко используемых, полупроводниковых приборов силовой электроники. Прежде всего, это силовые полупроводниковые диоды и стабилитроны. Исследованы особенности возникновения и развития лавинного и туннельного (зенеровского) пробоя р-п-переходов, в том числе с привлечением минимального количества формул рассмотрены физические механизмы работы диодов Зенера и диодов Шоттки.

В рамках отдельного параграфа рассмотрены структуры, конструкции и физические механизмы работы основных типов силовых транзисторов (биполярных средней и высокой мощности, каскадов Дарлингтона, полевых транзисторов средней и большой мощности (MOSFET), биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT) и др.

В конце этой главы рассмотрены принципы работы и особенности практического применения многослойных полупроводниковых структур (тиристоры, динисторы, симисторы) в составе различных устройств силовой электроники.

Третья глава является основной по насыщенности информационным материалом и посвящена анализу работы и особенностям применения интегральных микросхем силовой электроники. Так, здесь детально рассмотрены типовые структуры микросхем для источников питания и приведены типовые, апробированные на практике, детализированные электрические схемы их использования в составе различных источников питания радиоэлектронной и промышленной аппаратуры, приведены эквивалентные электрические схемы и приведены важные для практического применения особенности интегральных выпрямителей напряже-

ния, наиболее широко используемых в известных устройствах преобразования энергии.

Для наиболее популярных микросхем стабилизаторов напряжения приведен анализ схемотехнических решений важнейших составных узлов и блоков (источники опорного напряжения на биполярных и полевых транзисторах), важнейшие особенности схемотехнической реализации мощных выходных каскадов различных микросхем стабилизаторов напряжения, а также схем защиты кристаллов от несанкционированного воздействия повышенного входного напряжения, от превышения допустимой температуры кристалла, от ситуации короткого замыкания в нагрузке и др.

Здесь же рассмотрены основные средства и методы подгонки численных значений параметров этих микросхем, используемые в процессе их промышленного изготовления (электрическая и лазерная подгонка, подгонка путем пережигания).

В отдельный параграф этой главы также выделено рассмотрение типовых структурных схем и принципов работы микросхем, предназначенных для работы в составе сравнительно нового и стремительно развивающегося класса энергосберегающих источников — импульсных источников питания.

Поскольку при построении таких импульсных источников широко используются новые алгоритмы и методы обработки («модуляции») обрабатываемых сигналов, детально анализируются структура и принципы работы так называемых микросхем ШИМ-контроллеров (приборов с использованием так называемого «метода широтно-импульсной модуляции»), в том числе — ШИМ-контроллеров с дополнительной обратной связью по току.

Также для нового класса микросхем стабилизаторов — импульсных стабилизаторов напряжения (иначе часто называемых DC-DC преобразователями) рассмотрены типовые схемотехнические решения повышающих, понижающих и инвертирующих импульсных стабилизаторов с анализом их как преимуществ, так и недостатков по сравнению с до сих пор широко используемыми линейными стабилизаторами напряжения.

Здесь же детально рассмотрены принцип работы и основные схемотехнические решения специализированных микросхем — корректоров фактора мощности (коэффициента мощности). Приведена номенклатура наиболее широко используемых таких отечественных ИМС управления импульсными источниками питания и стабилизаторами.

Для более глубокого понимания принципов работы серии микросхем управления электродвигателями в четвертой главе приведены и описаны простейшие конструкции и структуры различных электродвигателей, в том числе шаговых, вентильных (постоянного и переменного тока), а также электродвигателей переменного тока.

Рассмотрены типовые ИМС, предназначенные для управления этими конкретными типами двигателей и приведены конкретные примеры конструирования законченных электронных систем и блоков управления этими двигателями с практическими рекомендациями по выбору необходимых внешних навесных элементов, позволяющих адаптировать их работу применительно к конкретным условиям эксплуатации.

В специальном разделе, посвященном изучению ИМС для управления осветительным оборудованием, предварительно представлена информация об истории возникновения наиболее широко используемых видов источников света, приведены их основные технические характеристики, а затем для каждого вида этих источников приведены описания соответствующих конкретных микросхем и детализированных электрических схем их включения (для ламп накаливания, газоразрядных и светодиодных источников света и светильников на их основе).

В начале раздела, посвященного изучению силовых микросхем для автомобильной электроники, наиболее интересного для читателей-автолюбителей, приведены характеристики и классификации основного электрооборудования и электронных систем управления автомобилем (двигателем, освещением салона, стеклоподъемниками, «дворниками», омывателями лобового стекла, тормозами, поворотными сигналами и т.д.).

Наиболее детально на конкретных примерах рассмотрены структуры, электрические схемы и особенности работы применяемых в этих системах специализированных микросхем и полупроводниковых приборов для бортовых сетей электропитания и систем управления двигателями внутреннего сгорания.

Завершает третью главу раздел, посвященный анализу структур и принципов работы драйверов управления MOSFET и IGBT (управление от КМОП-логики, при помощи эмиттерных повторителей, с разделением цепей заряда и разряда входной емкости, управление полумостом — стойкой MOSFET и IGBT и др.).

Если предыдущие главы ориентированы на широкий круг читателей с различным уровнем подготовки, то последующие главы книги в первую очередь ориентированы на студентов и специалистов в области проектирования и организации производства полупроводниковых изделий.

В четвертой главе в сжатом, конспективном виде рассмотрены основы современных технологий изготовления всех выше рассмотренных классов полупроводниковых приборов и микросхем силовой электроники (биполярной, КМОП, комбинированной БиКМОП, высоковольтной ДМОП, КДМОП, БиКДМОП).

Приведены весьма детализированные эскизы типовых конечных полупроводниковых структур элементной базы силовой электроники для каждого из вышеперечисленных типов технологий с указанием конкретных элементов активной структуры (вертикальных и горизонтальных n - p - n и p - n - p транзисторов, резисторов, встроенных в кристалл диодов и емкостей), изолирующих и защитных областей полупроводника и диэлектрика.

Очень кратко описаны технологические маршруты изготовления каждой из рассматриваемых структур (биполярных, КМОП, БиКМОП и т.д.), последовательности выполняемых стандартных технологических операций (окисление, диффузия примеси, фотолитография, ионное легирование и т.д.) без детализации технологических режимов их реализации (доз легирования, температур и т.д.).

Приводятся достоинства и недостатки микросхем силовой электроники, реализованных по различным рассмотренным выше технологиям изготовления, знание которых всегда важно разработчику силового устройства для правильного

выбора микросхемы, предназначенной для будущей работы в конкретных, заданных разработчику прибора условиях эксплуатации.

Пятая глава посвящена рассмотрению наиболее часто встречающихся на практике задач статистического анализа и оптимизации основных технических параметров микросхем силовой электроники в сквозной цепи «проектирование микросхемы — изготовление — проектирование прибора». В основу алгоритмов решения этих задач положены теоретические исследования одного из основоположников — профессора кафедры нано- и микроэлектроники Белорусского государственного университета информатики и микроэлектроники, д.т.н. Нелаева В.В. и его талантливого ученика к.т.н. Стемпицкого В.Р.

Рассмотрены основные задачи статистического анализа и оптимизации параметров микросхем в условиях их серийного производства. Описан рекомендуемый структурный иерархический подход к задаче статистического анализа силовых микросхем, включающий как использование понятий «подуровни» статистического моделирования прибора, так и расширенное моделирование на уровне проектируемой системы.

Шестая глава посвящена одной из основных общих проблем элементной базы силовой электроники — проблеме отвода тепла и способам уменьшения величины теплового сопротивления силовых дискретных полупроводниковых приборов. Здесь поясняется физическая сущность важнейшего для монтажа параметра — теплового сопротивления корпуса прибора, приводятся основные математические выражения и формулы для его расчета, методики экспериментальных измерений фактических численных значений для наиболее часто встречающихся на практике случаев и анализируются достоинства и недостатки известных способов уменьшения его величины.

Здесь же рассмотрены основные типы корпусов, используемых для сборки мощных полупроводниковых приборов и микросхем силовой электроники. Рассмотрены основные пути миниатюризации этих корпусов и особенности используемых инженерами-практиками технических решений по отводу тепла от кристаллов как для «малых» корпусов, так и для корпусов, предназначенных для случая поверхностного монтажа на платы. Учитывая практическую важность вопроса, в рамках отдельного параграфа приведены особенности известных методов измерений тепловых сопротивлений корпусов и представлены экспериментальные численные их значения для типовых случаев.

ГЛАВА I

ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

1.1. Проблемы преобразования электрической энергии

Вследствие стремительного прогресса в развитии технологии производства полупроводниковых интегральных схем и дискретных приборов, в частности — перехода к субмикронным и наноразмерным технологиям и появления высоковольтных технологий изготовления мощных силовых приборов, возникают новые задачи в области проектирования и применения микроэлектронных устройств, реализованных на основе этих технологий. Появившиеся в результате этого прогресса сложнофункциональные универсальные и специализированные микропроцессоры и микроконтроллеры нашли широкое применение в компьютерных, телекоммуникационных, навигационных, информационных технологиях. Громадные интеллектуальные ресурсы ученых, разработчиков и производителей были направлены на развитие в первую очередь именно этих сфер применения.

В то же время человечество подошло вплотную к новой проблеме, также требующей концентрации усилий ученых и практиков на разрешении диалектического противоречия, обусловленного, с одной стороны, постоянно увеличивающимся потреблением энергии во всех сферах жизнедеятельности человека, а с другой — очевидной ограниченностью энергетических ресурсов нашей родной планеты.

Во всем мире наблюдается проблема дефицита природных ресурсов, используемых для получения и преобразования электрической энергии. Очевидные признаки грядущего энергетического кризиса в той или иной степени затрагивают все индустриально развитые страны. Одним из главных путей решения этой проблемы является развитие энергосберегающих технологий и создания энергосберегающих изделий на их основе.

При этом на передний план выходит задача существенного снижения потерь электрической энергии в технологической цепи «производство — преобразование — использование» электрической энергии [1]. И здесь одну из важнейших задач призвана решить силовая электроника. Силовая электроника как самостоятельное направление научно-технического прогресса в настоящее время ориентирована на решение сложных задач эффективного управления, регулирования процессами преобразования электрической энергии в самых разных областях науки и техники.

В табл. 1.1 в обобщенном виде представлены источники поступления энергии, виды используемой энергии и типы промышленных предприятий (электростанций), которые осуществляют преобразование соответствующего вида энергии в электрическую энергию и ее передачу потребителям.

Таблица 1.1. Основные виды и источники энергии

| Источник энергии | Вид энергии | Электростанции |
|------------------------|--|---|
| Солнечное излучение | Прямая энергия излучения | Солнечные электростанции |
| | Преобразованная энергия Солнца | |
| | Энергия рек | Гидроэлектростанции |
| | Энергия ветра | Ветровые электростанции |
| | Энергия волн | Электростанции, использующие энергию волн |
| | Энергия ископаемых ресурсов (угля, нефти, природного газа и др.), биотопливо | Теплоэлектростанции |
| Гравитация Луны | Энергия приливов и отливов | Приливные электростанции |
| Радиоактивные вещества | Энергия радиоактивного распада | Атомные электростанции |
| Геотермальная энергия | Тепло недр Земли | Геотермальные станции |

Таблица 1.2. Прогноз истощения ресурсов Земли [2]

| Вещество | Запасы в год | % роста | Время истощения, лет |
|---------------|----------------------------------|---------|----------------------|
| Уголь | $5 \cdot 10^{12}$ т | 4,1 | 150–200 |
| Нефть | $4,5 \cdot 10^{11}$ т | 4,0 | 40–50 |
| Природный газ | $3 \cdot 10^{13}$ м ³ | 4,7 | 50–70 |
| Урановая руда | | | 85 |

Время истощения ресурсов вычислено в предположении, что в течение будущих десятилетий разведанные ресурсы вырастут в 5 раз по сравнению с данными, приведенными в таблице.

В табл. 1.2 [2] представлены прогнозные данные, характеризующие запасы основных ресурсов (уголь, нефть, природный газ, урановая руда), средний годовой процент увеличения их потребления в масштабах всей планеты и прогнозируемое время их истощения.

Прежде чем переходить к изложению последующего материала, следует отметить, что как само название направления («силовая электроника»), так и терминология в этой области еще находятся в стадии формирования. Достаточно напомнить, что даже в широко используемой в Интернете Википедии по категории «силовая электроника» нет общепринятой «основной статьи», хотя в то же время там содержатся только две «подкатегории»: «источники питания» и «системы управления электродвигателями», в которых имеются ссылки на более трех десятков страниц, где содержатся характеристики таких терминов, как «электрический привод», «тиристор», «выпрямитель», «тиристорный регулятор мощности», IGBT и другие термины.

Силовая электроника как научно-техническое направление сформировалась для эффективного регулирования преобразованием электрической энергии. В общем виде (табл. 1.3) все известные системы преобразования электрической энергии можно представить в виде структуры, содержащей следующие блоки: блок реализации алгоритмов управления, блок сопряжения, выходной блок преобразования

и управления исполнительным устройством. Микросхемы и дискретные приборы, выполняющие функции этих блоков систем преобразования электрической энергии, относятся к элементной базе силовой электроники, описанию структур и особенностей применения которых в реальных приборах и системах посвящены последующие главы этой книги.

Таблица 1.3. Типовая структура системы преобразования электрической энергии

| Система преобразования электрической энергии | | |
|--|-----------------|--|
| Блок реализации алгоритмов управления | Блок сопряжения | Выходной блок преобразования и управления исполнительным устройством |

Более двух третей всей вырабатываемой в мире электроэнергии потребляется в преобразованном виде.

Согласно данным американской фирмы International Rectifier, одного из крупнейших изготовителей элементов силовой электроники, больше всего электрической энергии в мире потребляют электродвигатели (55%), на втором месте — осветительные приборы (21%). Мощные источники питания для всех типов электронного оборудования (средств связи, компьютерного оборудования и других потребителей) потребляют всего 6% электрической энергии, а на остальных потребителей приходится оставшиеся лишь 18%.

Используя процесс преобразования электроэнергии, позволяющий перейти от устаревших ламп накаливания к электронным флуоресцентным лампам, можно вдвое снизить потребление энергии. Флуоресцентные лампы потребляют на 75% энергии меньше, чем лампы накаливания, при одном и том же уровне освещенности. По другим источникам информации, замена традиционных ламп накаливания «сверхяркими» светодиодами с питанием от специальных драйверов — преобразователей электроэнергии позволит сберечь около 20% всей потребляемой мировой электроэнергии.

Около 40% потребляемой энергии можно сэкономить за счет замены «старых» нерегулируемых двигателей на электрический привод с электронным регулированием.

В большинстве находящихся в эксплуатации типовых холодильников в настоящее время для управления работой основного энергопотребляющего агрегата — компрессора используется нерегулируемый электродвигатель. В настоящее время ведущие производители холодильников уже поставляют на мировой рынок компрессоры с изменяющейся скоростью работы электродвигателя компрессора. Для типовых бытовых холодильников с объемом 20 куб. футов (566 куб. дм) это означает снижение домашнего потребления энергии более чем на 70%.

Полупроводниковые устройства преобразования энергии позволяют также существенно уменьшить объемы и габаритные размеры радиоэлектронных бытовых и промышленных приборов, снизить требования к их охлаждению, исключить от 5 до 10% потерь энергии в мощных источниках питания для компьютеров, серверов, сетей и телекоммуникационного оборудования.

Таким образом, развитие силовой электроники является одним из несомненных достижений научно-технического прогресса, что заставляет разработчиков

различных радиоэлектронных устройств активно изучать и использовать элементную базу силовой электроники в своих изделиях.

В этой связи следует отметить, что требования, предъявляемые, например, к современной радиоэлектронной аппаратуре, которыми руководствовались разработчики 90-х годов прошлого века, подверглись весьма существенному пересмотру и изменениям. Теперь особое внимание уделяется не только их функциональным возможностям и характеристикам, но и массогабаритным показателям и оптимизации расхода электроэнергии, что крайне существенно при работе от аккумуляторов. Подверглись существенному пересмотру и подходы к проектированию систем питания для аппаратуры радиоэлектронных комплексов нового поколения как гражданского, так и военного (наземного, морского, авиационного и космического) применений, как неперемещаемой (стационарной), так и подвижной (мобильной).

Чтобы читатель мог лучше ориентироваться при изучении материала последующих глав, прежде всего, необходимо рассмотреть сложившуюся общепринятую классификацию элементной базы силовой электроники.

1.2. Классификация элементной базы силовой электроники

В общем случае все многообразие микроэлектронных устройств силовой электроники можно разделить на две группы — дискретные полупроводниковые приборы и интегральные микросхемы (ИМС) для силовой электроники (рис. 1.1).

В свою очередь, силовые дискретные полупроводниковые приборы подразделяются на силовые диоды (диоды Шоттки, диоды Зенера, стабилитроны), силовые дискретные транзисторы (биполярные, Дарлингтона, MOSFET, IGBT, интеллектуальные MOSFET), многопереходные структуры (тиристоры, динисторы, симисторы) и мощные силовые модули на основе IGBT и тиристорно-диодных сборок.

Детальному рассмотрению каждого из этих типов силовых элементов посвящены гл. 3—5, а в этом разделе отметим основные их отличительные признаки.

Так, дискретные полевые транзисторы с изолированным затвором типа MOSFET и их интегрированные сборки предназначены в основном для использования в корректорах коэффициента мощности (ПЕС), в полумостовых или мостовых структурах высокочастотных (ВЧ) инверторов и преобразователей энергии. Их отличительной характеристикой является возможность реализации на основе MOSFET законченных систем и источников питания большой и сверхбольшой мощности, которые могут работать на частотах преобразования 100—300 кГц и более с удельной мощностью до 700—1000 Вт/дм³.

Силовые модули, в свою очередь, подразделяются на универсальные и специализированные. Среди универсальных модулей следует выделить интегрированные силовые модули (ИСМ или IPM) на основе IGBT, которые широко используются в системах управления электроприводом в одно- или трехфазных электросетях. Они могут включать в себя: выпрямительные мосты по соответствующей схеме, содержащие от двух до семи модулей IGBT, прерыватели (чопперы) на IGBT и мощные пусковые терморезисторы.

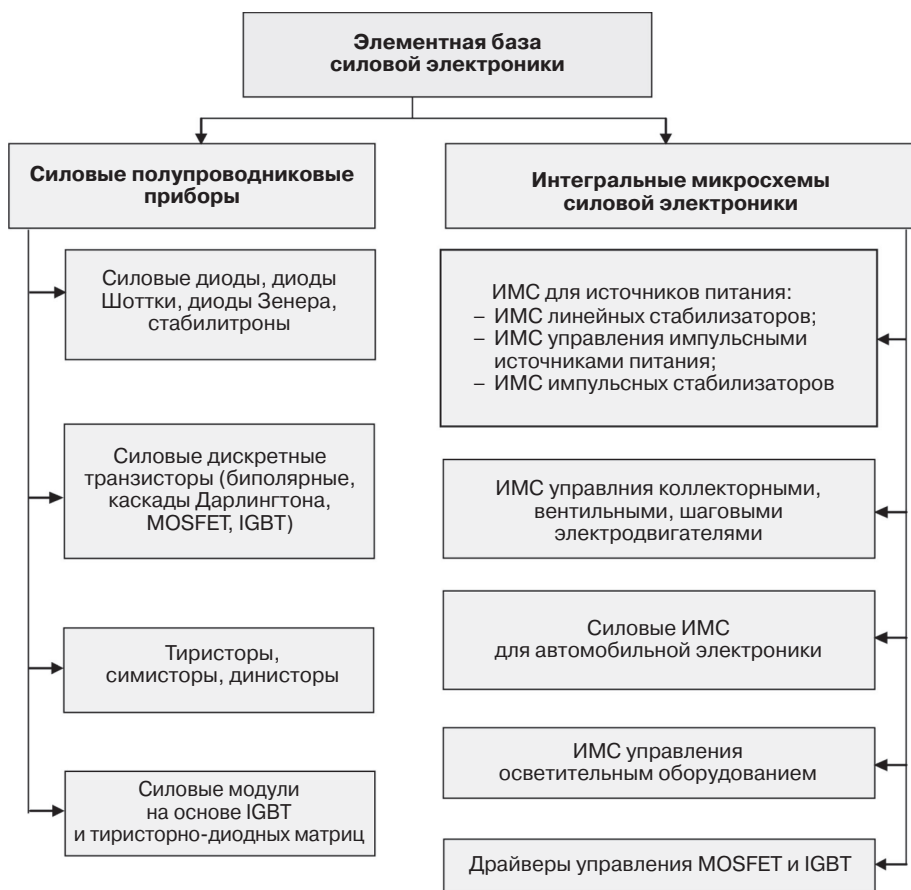


Рис. 1.1. Классификация элементной базы силовой электроники

На таких универсальных силовых модулях создаются различные модификации систем управления: однофазный выпрямитель /чоппер/инвертор, однофазный выпрямитель/инвертор, трехфазный выпрямитель/инвертор, трехфазный выпрямитель/чоппер/ инвертор и др.

Специализированные силовые модули проектируются обычно на очень большую мощность и имеют достаточно сложную внутреннюю организацию. Так, стандартный трехфазный инвертор типа SK/POWER фирмы SEMIKRON мощностью до 250 кВт широко используется в электрическом или гибридном автотранспорте мировых фирм — производителей автомобильной техники и содержит в своем составе следующие блоки:

- силовую IGBT-секцию;
- датчики напряжения, тока и температуры;
- устройства управления и защиты;
- перепрограммируемый цифровой сигнальный микропроцессор;
- фильтр электромагнитных помех;
- радиатор жидкостного охлаждения и др.

Одной из разновидностей этого направления также являются силовые модули, конструктивно выполненные в виде последовательного соединения из двух IGBT и предназначенные для применения в системах управления электроприводом, сверхмощных импульсных источниках вторичного электропитания и т.п.

Запираемые тиристоры (GTO) в основном используются в тяговых электроприводах большой мощности [3]. Наибольшее применение они находят в случае совместного использования со встроенными микросхемами управления (IGBT) на напряжениях от 4500 до 6000 В и токе от 400 до 2700 А.

Для работы в условиях высокого уровня электромагнитных помех, возникающих в процессе коммутации (это энергосберегающие преобразователи для линий передачи постоянного тока высокого напряжения типа HVDC, компенсаторы реактивной мощности типа SVC), используются мощные высоковольтные тиристоры с прямым управлением светом по оптическому кабелю (так называемые Light Triggered Thyristors – LTT).

Самостоятельное направление развития «силовые тиристоры» – диодные модули на напряжения от 800 до 1600 В и токи до 90 А. Обычно в их состав включают последовательно соединенные как минимум два мощных тиристора, которые в соответствии с алгоритмом управления встроенного контроллера можно объединять для организации схемы встречно-параллельного включения.

Кремниевые диоды Шоттки используются как индивидуально, так и в составе силовых сборок на напряжение от 35 до 50 В, причем в составе такого силового модуля обычно используются как минимум два диода Шоттки, которые также могут быть использованы в различных комбинациях их соединений.

Наиболее широко в энергосберегающей аппаратуре используются стандартные выпрямительные кремниевые силовые диоды и силовые модули на их основе.

Применяя эти модули в сетевых выпрямителях для сверхмощных блоков питания, можно существенно снизить потери мощности в самом выпрямительном узле, а также повысить КПД всего блока питания.

В свою очередь, все интегральные микросхемы (ИМС) для силовой электроники в зависимости от их назначения и особенностей применения можно разделить на пять основных групп:

- ИМС для источников питания (наиболее значимая по составу номенклатуры серия ИМС);
- ИМС для управления различными электродвигателями (коллекторными, шаговыми, вентильными);
- силовые ИМС для автомобильной электроники (их также используют в электронных системах управления сельскохозяйственной техникой – в тракторах, зерно- и кормоуборочных комбайнах, грузовых и карьерных автомобилях, автопогрузчиках, мотоциклах и пр.);
- ИМС для управления осветительным оборудованием (бытовыми и промышленными лампами дневного света, мощными промышленными светильниками, светильниками для освещения улиц и т.п.);
- ИМС управления мощными силовыми дискретными полупроводниковыми приборами (MOSFET, IGBT и модули на их основе).

ГЛАВА 2

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

2.1. Силовые полупроводниковые диоды

Классический диод представляет собой нелинейный элемент с двумя выводами, сформированными между р- и n-областями р-n-перехода (рис. 2.1).

Как известно, р-n-переход формируется в полупроводниковом кристалле путем создания двух легированных областей с проводимостью р-типа и проводимостью n-типа. Из-за огромных перепадов концентраций вблизи перехода в такой структуре возникают токи диффузии. Электроны будут диффундировать в материал р-типа, оставляя за собой захваченные положительные ионы, а дырки будут диффундировать в материал n-типа, оставляя за собой захваченные отрицательные ионы. Эти захваченные ионы порождают электрическое поле вблизи перехода, которое, в свою очередь, вызовет ток дрейфа дырок и электронов в направлении, обратном току диффузии. Участок вблизи перехода, в котором существует электрическое поле, называется обедненной областью, или областью пространственного заряда (ОПЗ). При нулевом внешнем напряжении на диоде в области р-n-перехода существует потенциальный барьер, благодаря чему токи диффузии (электронов из n-области и дырок из р-области) и дрейфа (наоборот) уравновешивают друг друга. Если же к выводам диода приложить внешнее напряжение, то равновесие будет нарушено.

Дисбаланс, возникающий между током диффузии и током дрейфа, вызовет движение заряда через переход. Если приложенное напряжение будет снижать разность потенциалов в области перехода, то ток дрейфа уменьшится и будет преобладать диффузия дырок и электронов через переход (инжекция). В этом случае говорят, что диод имеет прямое смещение. Если же приложенное напряжение увеличивает разность потенциалов на переходе, то будет присутствовать лишь небольшой ток утечки, обязанный своим появлением рождению электронно-дырочных пар в окрестности перехода вследствие термогенерации. Диод при этом находится в состоянии обратного смещения. Ширина области пространственного заряда при прямом смещении диода уменьшается, а при обратном — увеличивается. Обобщенная вольт-амперная характеристика диода представлена на рис. 2.2.

Плотность тока через диод определяется выражением:

$$J = J_s \cdot (e^{qU_a/kT}), \quad (2.1)$$

где q — заряд электрона ($1,6 \cdot 10^{-19}$ К); J_s — плотность обратного тока насыщения; U_a — напряжение, приложенное к диоду; k — постоянная Больцмана ($1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К); T — абсолютная температура (К).

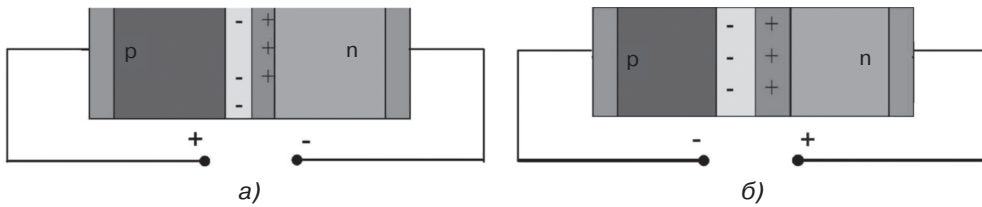


Рис. 2.1. Режимы включения р-п-перехода: прямое смещение (а); обратное смещение (б)

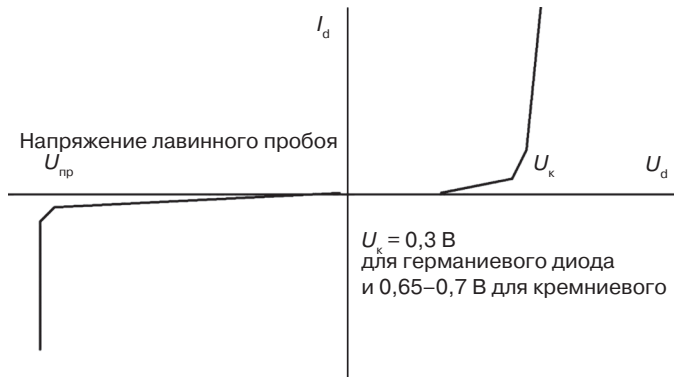


Рис. 2.2. Вольт-амперная характеристика диода

Силовые диоды работают при высоких напряжениях и больших токах. Их характерные обратные напряжения — до нескольких киловольт, а прямые токи — до нескольких килоампер.

Величина напряженности электрического поля в области перехода у диода с обратным смещением определяется приложенным напряжением обратного смещения и концентрациями примеси в участках р- и n-типа. Известно два механизма, которые обуславливают появления напряжения пробоя и называются соответственно *зенеровский пробой* и *лавинный пробой*.

Зенеровский пробой может произойти в том случае, когда обе стороны перехода сильно легированы и существует напряжение обратного смещения. На рис. 2.3 представлена зонная диаграмма р-п перехода для случая зенеровского пробоя.

Из рисунка видно, что под влиянием напряжения обратного смещения значительная часть заполненных вакансий в валентной зоне материала р-типа оказывается на одном уровне со свободными вакансиями в зоне проводимости n-слоя. Если энергетический барьер, разделяющий эти свободные и заполненные состояния, достаточно узок, то электроны благодаря туннельному эффекту могут переходить из валентной зоны р-слоя в зону проводимости n-слоя. Этот квантово-механический процесс туннельного перехода и создает обратный ток через р-п-переход. Ширина обедненного слоя убывает с возрастанием концентрации примеси донора и акцептора и увеличивается с ростом обратного смещения. Весь этот процесс называется *эффектом Зенера*, или *зенеровским пробоем*. В литературе этот процесс также называют туннельным пробоем.

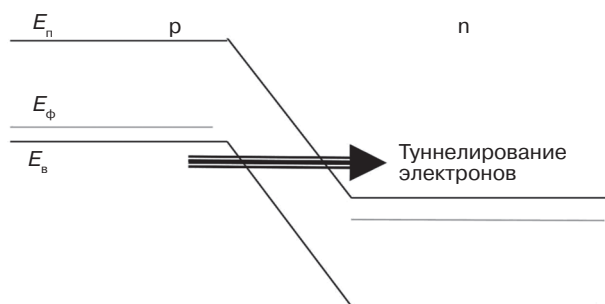


Рис. 2.3. Зонная диаграмма p-n-перехода с зенеровским (туннельным) пробоем

Однако у большинства приборов один из слоев p-n-перехода легирован слабо, поэтому напряжение зенеровского пробоя не наступает. При этих условиях основным механизмом, вызывающим пробой, может стать так называемый *лавинный пробой*. Причиной лавинного пробоя являются столкновения между носителями заряда и валентными электронами в обедненном слое при обратном смещении. По мере увеличения напряжения обратного смещения все больше электронов и (или) дырок получают кинетическую энергию, достаточную для рождения электронно-дырочной пары при столкновении с валентным электроном. Эти вновь рожденные электроны и дырки в свою очередь ускоряются в электрическом поле и набирают достаточную кинетическую энергию для рождения электронно-дырочной пары при столкновении с валентными электронами и т.д.

Приборы с туннельным пробоем обычно имеют более низкие пробивные напряжения, чем приборы с лавинным пробоем. В кремнии чистый туннельный пробой обычно имеет место для диодов с $U_{пр}$ меньше 5 В и концентрации примеси N_n более 10^{18} см^{-3} . При более высоких напряжениях чаще всего преобладает лавинный механизм пробоя. Согласно исследований, проведенных Миллером [4], напряжение лавинного пробоя p-n-перехода, если концентрация примеси не превосходит $2 \cdot 10^{17} \text{ атом/см}^3$, определяется следующим выражением:

$$U_{пр} = (2,3 \cdot 10^{12}) \cdot (N_n)^{-0,66}. \quad (2.2)$$

При большей концентрации примеси зависимость отклоняется от прямой благодаря процессу насыщения. То есть напряженность поля возрастает до величин, превосходящих необходимую для разрыва ковалентных связей. Дальнейшее увеличение N_n не приводит к уменьшению $U_{пр}$.

Промышленные диоды со строго заданными пробивными напряжениями называют *стабилитронами*, независимо от действующего в них механизма пробоя. Выпрямительные диоды, в которых используются для работы как прямая, так и обратная ветвь характеристики, называют диодами Зенера.

Следующий тип силовых полупроводниковых приборов образуют *диоды Шоттки*, принцип работы которых основан на выпрямляющем контакте металл — полупроводник, который получается в двух случаях:

- для полупроводника n-типа — если работа выхода полупроводника меньше, чем металла;

- для полупроводника р-типа — если работа выхода полупроводника больше, чем металла.

Поэтому диоды, в которых используется выпрямляющий переход металл — полупроводник, называются диодами Шоттки. В таких диодах более предпочтительным является использование n-типа полупроводника из-за более высокой подвижности электронов (μ_n) по сравнению с подвижностью дырок. Диоды Шоттки по сравнению с биполярными диодами имеют два основных преимущества:

- прямое падение напряжения в них при той же плотности тока на несколько десятых вольта меньше;
- поскольку ток в диоде Шоттки проходит только благодаря механизму дрейфа, отсутствует необходимость накапливать и устранять избыточные не основные носители заряда. Диоды Шоттки являются наиболее быстродействующими.

Однако по сравнению с биполярными диодами недостатком диодов Шоттки является их больший обратный ток.

Большинство современных диодов Шоттки изготавливаются по планарной технологии с эпитаксиальным n-слоем, на поверхности которого создают оксидную маску, в которой вскрываются окна для формирования барьера. В качестве последнего используются различные металлы (Mo, Ni, Pt, Cr, Ti и др.), а также их сплавы и силициды. По периметру контактной области создается кольцо кремния р-типа (рис. 2.4а), которое служит для уменьшения краевых токов утечки.

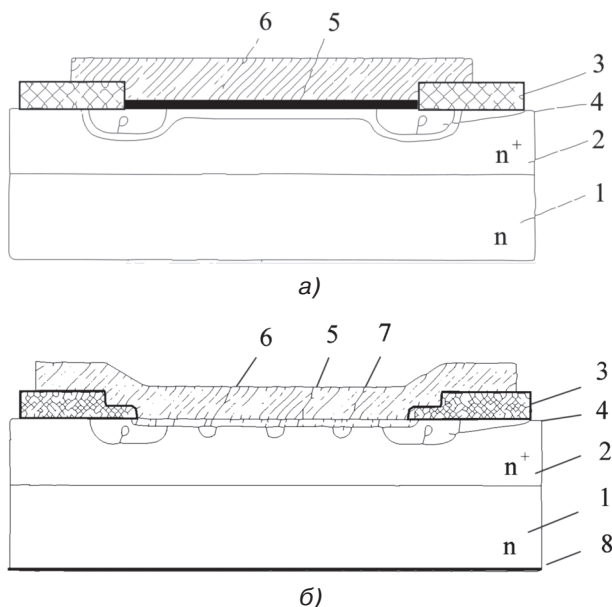


Рис. 2.4. Структура диода Шоттки: 1 — подложка; 2 — эпитаксиальный слой; 3 — слой SiO₂; 4 — охранный кольцо; 5 — барьер Шоттки; 6 — металлизация анода; 7 — диффузионные области р-типа; 8 — металлизация катода

Принцип действия «охранного» кольца заключается в следующем: степень легирования и размеры р-области проектируются таким образом, чтобы при перенапряжениях на приборе ток пробоя протекал именно через р-п-переход, а не через контакт Шоттки.

Здесь мы видим, что области р-типа сформированы непосредственно в активной области перехода Шоттки. Поскольку в такой конструкции имеются два типа перехода — переход металл-кремний и р-п-переход, — по своим свойствам и характеристикам она занимает промежуточное положение. Благодаря переходу Шоттки она имеет минимальные токи утечки, а из-за наличия р-п-перехода — большие напряжения при прямом смещении. Также конструкция, приведенная на рис. 2.4б, обладает повышенной устойчивостью к действию разряда статического электричества. Это следует из принципа работы, который заключается в том, что объемные токи утечки замыкаются на обедненной области р-п-перехода, тем самым уменьшая электрическое поле на границе раздела металл-полупроводник при прямом смещении, области пространственного заряда р-п-переходов имеют минимальную ширину, и ВАХ (рис. 2.5) диода близка к ВАХ типовой конструкции диода. При обратных же напряжениях область обеднения р-п-перехода увеличивается по мере увеличения прикладываемого напряжения и ОПЗ соседних р-п-переходов смыкается, образуя своего рода «экран», защищающий контакт Me-Si от высоких напряжений, которые могут вызвать большие объемные токи утечки.

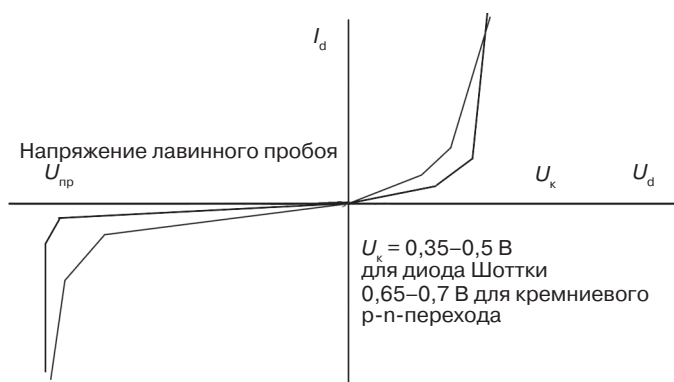


Рис. 2.5. Вольт-амперная характеристика диода Шоттки

ВАХ диода Шоттки, смещенного в прямом направлении, определяется выражением

$$J = J_0 \cdot (e^{qU_d/kT} - 1), \quad (2.3)$$

которая по форме совпадает с ВАХ р-п-перехода, однако ток J_0 гораздо выше, чем J_s (типичные значения диода Шоттки Al-Si при 25 С $J_0 = 1,6 \cdot 10^{-5}$ А/см², а для р-п-перехода при $N_d = N_a = 10^{16}$ А/см³, $J_s = 10^{-10}$ А/см²).

При прямом смещении диода Шоттки к прямому падению напряжения на переходе добавляется напряжение на самом полупроводнике. Сопротивление этой

области содержит две составляющие: сопротивление слаболегированной эпитаксиальной пленки (n^-) и сопротивление сильнолегированной подложки (n^+). Для диода Шоттки с низким допустимым напряжением (менее 40 В) эти два сопротивления оказываются одного порядка, поскольку n^+ область значительно длиннее (n^-) области (примерно 500 и 5 мкм, соответственно). Общее сопротивление кремния площадью 1 см² составляет в таком случае от 0,5 до 1 МОм, создавая падение напряжения в полупроводнике от 50 до 100 мВ при токе 100 А.

Если диод Шоттки выполняется на допустимое обратное напряжение более 40 В, сопротивление слаболегированной (n^-) области возрастает очень быстро, поскольку для создания более высокого обратного напряжения требуется более протяженная слаболегированная область и еще более низкая концентрация носителей. В результате оба фактора приводят к возрастанию сопротивления (n^-) области диода.

Большое сопротивление является одной из причин того, что обычные кремниевые диоды Шоттки не выполняются на напряжения свыше 200 В.

Для снижения обратных токов утечки, повышения устойчивости к разрядам статического электричества используются различные конструкторско-технологические приемы.

Так, для снижения токов утечки и повышения выхода годных диодов Шоттки в окне под барьерный слой выполняют углубление величиной 0,05–0,5 мкм [5, 6], а после формирования углубления в эпитаксиальном слое проводят отжиг при температуре 550–650 °С в среде азота в течение 2–6 ч [6]. Снижения обратных токов молибденовых диодов Шоттки добиваются путем создания гетерирующего слоя перед нанесением эпитаксиального слоя полированием обратной стороны подложки свободным абразивом, а после создания металлизации электрода Шоттки удаляют геттерирующий слой [7]. Для снижения обратных токов и прямого напряжения используют барьерный слой, содержащий Pt и Ni [8]. Снижению обратных токов диода Шоттки также способствует геттерирование путем ионного легирования гелия или водорода в непланарную сторону подложки [9]. Снижения обратных токов диода Шоттки наряду с повышением устойчивости к разрядам статического электричества достигают путем формирования охранного кольца диффузией бора из неограниченного источника бора [10, 11]. Для повышения технологичности изготовления платиновых диодов Шоттки и снижения расхода платины для изготовления барьерного слоя используют многокомпонентную мишень, содержащую ванадий, платину и никель [12, 13]. При выдерживании оптимальных соотношений между шириной и глубиной охранного кольца также можно существенно снизить обратные токи утечки диода Шоттки и повысить их устойчивость к разрядам статического электричества [14].

2.2. Силовые транзисторы

2.2.1. Биполярный транзистор

Биполярный транзистор — это полупроводниковый прибор, изготовленный в виде трехслойной полупроводниковой структуры, образующей два близко расположенных р-n-перехода. Транзистор имеет три вывода: «эмиттер», «база», «коллектор».

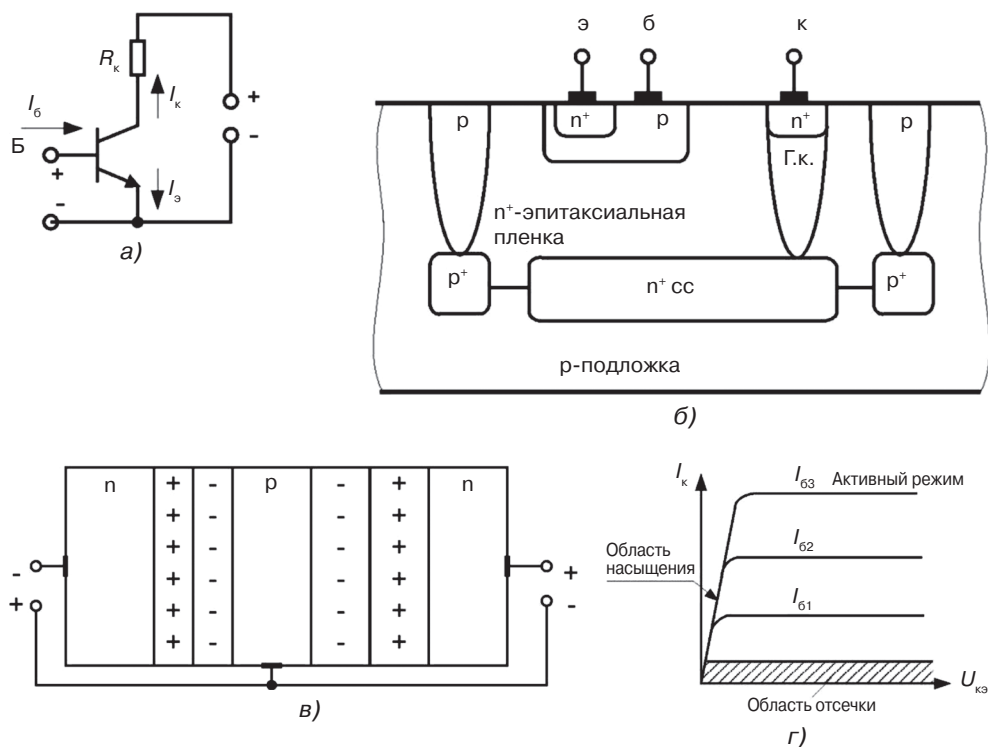


Рис. 2.6. Символьное обозначение со схемой включения с общим эмиттером (а), структура (б), упрощенная структура со схемой включения с общей базой (в) и выходная вольт-амперная характеристика n-p-n транзистора (г)

Активный режим работы транзистора (рис. 2.6): эмиттерный переход смещен в прямом направлении, что обеспечивает инжекцию неосновных носителей в область базы. Коллекторный переход смещен в обратном направлении и обеспечивает сбор неосновных носителей, инжектированных эмиттерным переходом в область базы. Область базы должна иметь достаточно малую толщину. В противном случае все инжектированные носители успеют рекомбинировать при прохождении через область базы. Допустим, что через эмиттерный p-n-переход протекает 100% электронов.

Если в области базы приблизительно 1% инжектированных электронов рекомбинируют, то оставшиеся 99% электронов пройдут (экстрагируют) через коллекторный переход и ток эмиттера $I_э$ будет равен сумме токов базы $I_б$ и коллектора $I_к$

$$I_э = I_б + I_к. \quad (2.4)$$

В схеме включения транзистора с общей базой вывод базы используют как общий для входа и выхода. Коэффициент усиления по току в этом случае определяется следующим выражением:

$$\alpha = \frac{I_к}{I_э} (\leq 1). \quad (2.5)$$

Значение α всегда меньше 1.

В схеме включения с общим эмиттером вывод эмиттера используют как общий для входа и выхода. Коэффициент усиления по току в этом случае определяется следующим выражением:

$$\beta = \frac{I_{\kappa}}{I_{\text{б}}}. \quad (2.6)$$

Типовые значения $\beta = 10 \dots 250$.

На выходной характеристике транзистора при его включении по схеме с общим эмиттером можно выделить три характерные области

- активный режим;
- режим отсечки;
- режим насыщения.

Ток через коллекторный переход в режиме отсечки очень малый.

В области насыщения значение напряжения $U_{\text{кз}}$ на транзисторе очень низкое — типичное от 0,1 до 0,3 В. В данном режиме оба р-п-перехода транзистора включены в прямом направлении. Это режим включенного состояния. Перевести транзистор из активного режима в режим насыщения, при заданном токе коллектора, можно, увеличив ток базы.

Транзистор является устройством, управляемым током, и работает как управляемый ключ. Когда транзистор насыщен, он работает как открытый ключ, а когда находится в области отсечки, он работает как разомкнутый ключ.

Основное выражение известной модели Эберса—Молла для транзистора имеет вид:

$$I_{\kappa} = I_{\text{нас}} \cdot \left(e^{\frac{U_{\text{бэ}}}{KT/q}} - 1 \right), \quad (2.7)$$

где $I_{\text{нас}}$ — обратный ток эмиттерного перехода.

2.2.2. Мощные биполярные транзисторы и каскады Дарлингтона

Мощный биполярный транзистор является прибором с вертикальной структурой: с коллектором на подложке и выводами базы и эмиттера сверху (рис. 2.7) [15].

Коллектор транзистора имеет две области: слаболегированную n^- -область и сильнолегированную подложку (рис. 2.7а). n^- -область коллектора легируется слабее, чем область базы, для того чтобы заставить ОПЗ коллекторного перехода расширяться главным образом в коллектор, а не в базу.

Когда транзистор включен (насыщен), вся n^- -область находится в состоянии высокой инжекции, и ток в ней проходит благодаря механизму дрейфа. По этой причине n^- -область называют дрейфовой областью. Этой области в обычном (маломощном) транзисторе нет. При насыщении транзистора проводимость n^- -области частично изменяется. Происходит инверсия проводимости. Следовательно,

у мощного биполярного транзистора можно наблюдать четыре режима работы: насыщения, квазинасыщения, активный и отсечки (рис. 2.7б). Ток базы мощного транзистора должен быть достаточно большим для ускорения процессов переключения.

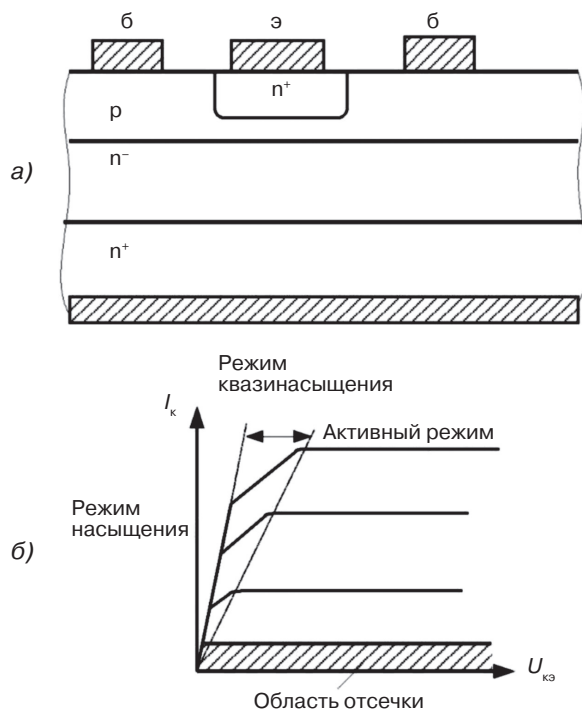


Рис. 2.7. Эскиз структуры (а) и выходная вольт-амперная характеристика (б) мощного п-р-п-транзистора

При выключении транзистора необходимо значительное время для устранения избыточных зарядов неосновных носителей сначала из коллектора, а затем из области базы.

Для ускорения процесса выключения биполярного транзистора часто подают импульс отрицательного напряжения на базу. Для ускорения процесса выключения в процессе изготовления кристалла базу легируют очень сильно в ущерб коэффициенту усиления β .

Обычно коэффициент усиления мощного биполярного транзистора β (или $h_{21э}$) составляет — от 5 до 20. Это связано с тем, что концентрация примеси в базе мощного биполярного транзистора делается очень высокой для снижения величины омического сопротивления базы. Низкое базовое сопротивление, полученное из-за высокой концентрации примеси, существенно ускоряет процессы переключения, но сильно снижает величину β . Для увеличения β используют включение биполярных транзисторов по схеме Дарлингтона (составной транзистор) [16].

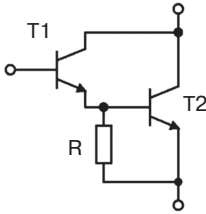


Рис. 2.8. Электрическая схема каскада Дарлингтона

Поскольку ток эмиттера транзистора T1 (рис. 2.8) фактически является током базы транзистора T2, то суммарный коэффициент усиления такой структуры определяется выражением:

$$\beta_{\Sigma} = (\beta_{T1} + 1) \beta_{T2}, \quad (2.8)$$

причем:

$$\begin{aligned} \text{если } \beta_{T1} = \beta_{T2} = 5, \text{ то } \beta &= (5 + 1) 5 = 30; \\ \text{если } \beta_{T1} = \beta_{T2} = 20, \text{ то } \beta_{\Sigma} &= (20 + 1) 20 = 420. \end{aligned}$$

На рис. 2.9 представлен эскиз полупроводниковой структуры каскада Дарлингтона.

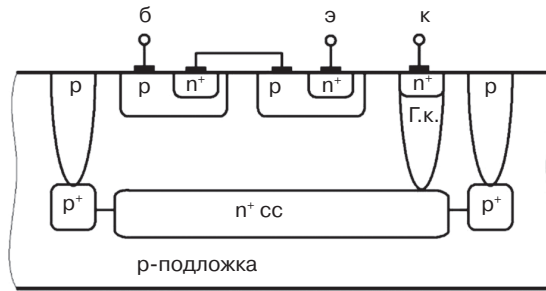


Рис. 2.9. Структура каскада Дарлингтона

2.2.3. Мощные полевые транзисторы (MOSFET)

Существуют значительные различия между параметрами, конструкцией и технологией изготовления маломощных и мощных полевых транзисторов MOSFET (Metal–Oxide–Semiconductor Field-Effect Transistor) [15].

На рис. 2.10 представлен эскиз структуры маломощного МОП транзистора, а на рис. 2.11 – эскиз структуры мощного MOSFET транзистора.

Ниже приведены формулы для определения параметров вольт-амперной характеристики MOSFET транзистора (рис. 2.12).

Для случая $U_{си} < U_{зи} - U_{зи\text{пор}}$ значение выходного тока I_c можно определить из следующего выражения:

$$I_c = \frac{Z}{L} \mu_n \cdot C_{ок} \cdot \left((U_{зи} - U_{зи\text{пор}}) \cdot U_{си} - \frac{1}{2} U_{си}^2 \right), \quad (2.9)$$

где Z — ширина транзистора; L — длина канала транзистора; μ_n — подвижность электронов; C_{ox} — удельная емкость затвора; T — абсолютная температура (K); $U_{зи}$ — напряжение затвор — исток; $U_{зи\text{ пор}}$ — пороговое напряжение затвор — исток; $U_{си}$ — напряжение сток — исток.

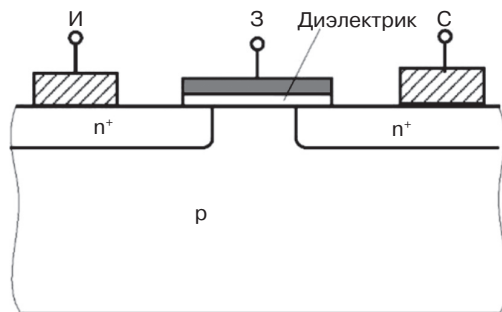


Рис. 2.10. Маломощный MOSFET

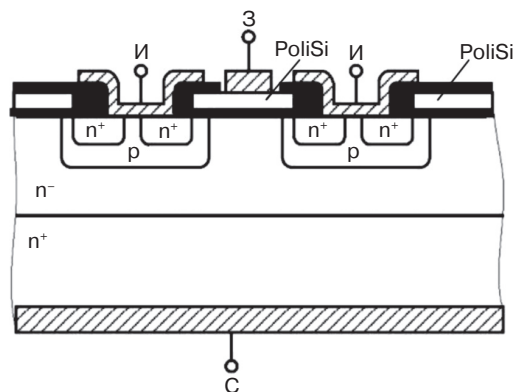


Рис. 2.11. Мощный MOSFET

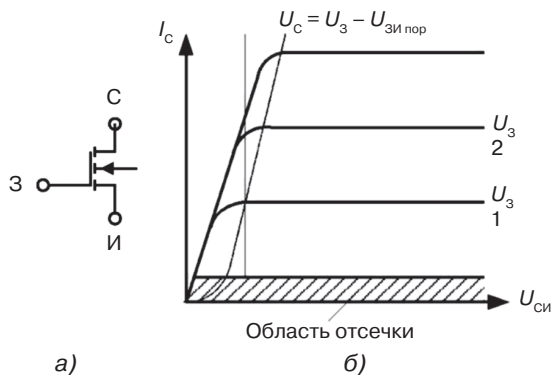


Рис. 2.12. Символьное обозначение (а) и выходная вольт-амперная характеристика (б) MOSFET

Для режима $U_{си} \geq U_{зи} - U_{зи\text{ пор}}$ значение тока I_C определяется следующим выражением

$$I_C = \frac{Z}{L} \mu_n \cdot C_{ox} \cdot \frac{(U_{зи} - U_{зи\text{ пор}})^2}{2}. \quad (2.10)$$

МОП-транзистор (MOSFET) имеет три вывода (рис. 2.11): исток, сток и затвор. Величина тока, протекающего между истоком и стоком, управляется путем изменения потенциала на затворе. Область затвора изолирована от сформированных в полупроводнике областей истока и стока тонким окисным слоем. Когда на затвор подано положительное напряжение в р-области полупроводника, появляется отрицательный приповерхностный заряд. При напряжении, равном пороговому, образуется инверсионный слой. Зона проводимости р-области заполняется электронами, между n областями полупроводника появляется проводящий канал, и между истоком и стоком протекает ток. При нулевом или отрицательном напряжении на затворе МОП-транзистор ток не проводит. Таким образом, МОП-транзистор является прибором, управляемым напряжением.

Маломощные n-канальные МОП-транзисторы изготавливаются с использованием подложки относительно слаболегированного р-типа. Области стока и истока выполнены на основе сильнолегированного кремния n^+ -типа. Затвор поликремниевый. Маломощный MOSFET (МОП)-транзистор имеет горизонтальную структуру.

Мощный MOSFET-транзистор имеет вертикальную структуру, выполненную методом двойной диффузии. На подложке n^+ -типа с введенным эпитаксиальным слоем n^- -типа проводят первую диффузию (бор — примесь р-типа). Затем диффузией донорской примеси (фосфор) создают исток с высокой концентрацией носителей n^+ -типа. Контакт стока расположен внизу на дне кремниевой пластины. Такая структура позволяет создать максимальную площадь контактов стока и истока с целью снижения последовательных сопротивлений слоев.

Канал в мощном MOSFET-транзисторе формируется на поверхности р-областей снизу от оксида затвора, причем р-области соединены с истоком.

Слаболегированная область стока n^- -типа предназначена для роста ОПЗ, позволяя тем самым прибору выдерживать высокое напряжение при его выключении. Часто эта слаболегированная область называется областью дрейфа.

Напряжение непосредственно под оксидом затвора обычно достигает всего от 5 до 10 В по отношению к электроду затвора, хотя напряжение на стоке может достигать при этом сотни вольт. Вследствие того, что этот транзистор работает на основных носителях, в нем не накапливаются избыточные носители, которые определяют динамику биполярного транзистора. Динамика MOSFET определяется только окисным слоем затвора, емкостями ОПЗ, а также сопротивлениями, которые ограничивают возможности заряда и разряда этих емкостей.

2.2.4. Биполярный транзистор с изолированным затвором (IGBT)

В биполярном транзисторе с изолированным затвором (IGBT — Isolated Gate Bipolar Transistor) соединены в одном кристалле по схеме составного фактически два типа транзисторов: мощный биполярный транзистор и управляющий MOSFET (рис. 2.13).

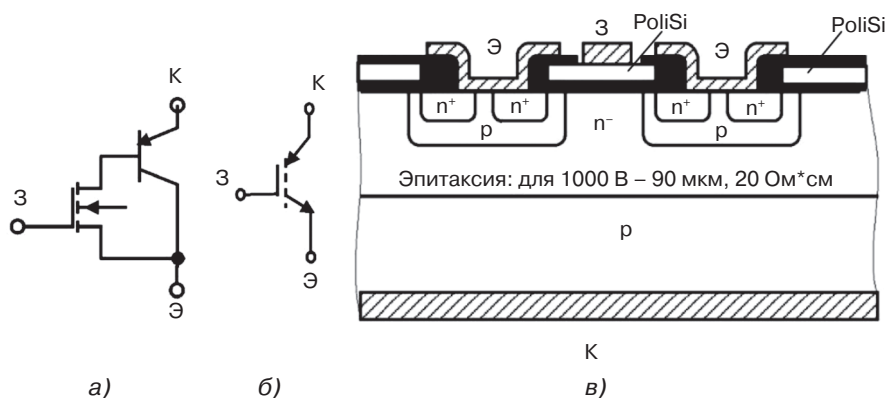


Рис. 2.13. Эквивалентная схема (а), символическое обозначение (б) и структура IGBT (в)

Такой комбинированный транзистор сочетает простоту управления MOSFET с низким падением напряжения на единицу площади, что свойственно биполярному транзистору [15].

Со времени промышленного выпуска первых типов IGBT в начале 80-х годов известно четыре поколения этих приборов.

Площадь, занимаемая MOSFET в IGBT, обычно очень мала. Время включения IGBT такое же, как аналогичный параметр биполярного транзистора (вместе со временем задержки около 80 нс), а время выключения намного больше, чем у одиночного биполярного транзистора (рис. 2.14).

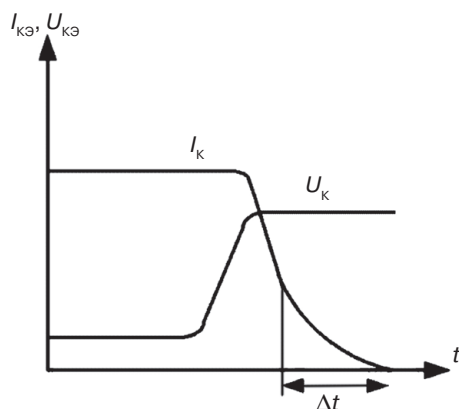


Рис. 2.14. Зависимость напряжения $U_{КЭ}$ и тока $I_{КЭ}$ при выключении IGBT

Причина – в IGBT нет возможности ускорить процесс выключения созданием отрицательного базового тока, поскольку база р-п-р-транзистора недоступна. Время выключения IGBT составляет от 200 нс до 1,5 мкс. В начале своего изменения ток коллектора снижается очень быстро, но затем медленно «тянется» к нулю. Начальный этап соответствует той части тока устройства, которое идет через MOSFET. «Тянувшаяся часть» тока (время Δt) является током биполярного транзистора при оборванной базе.

2.3. Многослойные интегральные силовые приборы

2.3.1. Тиристоры

Тиристор – это четырехслойный прибор (р-п-р-п) с тремя р-п переходами (J_1, J_2, J_3), имеющий три вывода корпуса [17]. На рис. 2.15а представлено символическое обозначение, а на рис. 2.15б представлена типовая структура тиристора.

Когда тиристор включен в прямом направлении (рис.2.16а), р-п переходы J_1 и J_3 смещены в прямом направлении.

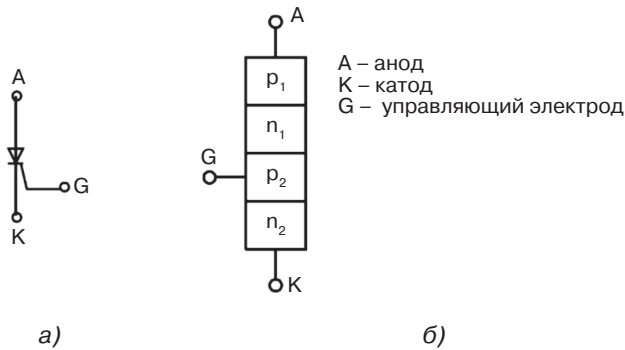


Рис. 2.15. Символическое обозначение (а) и структура (б) тиристора

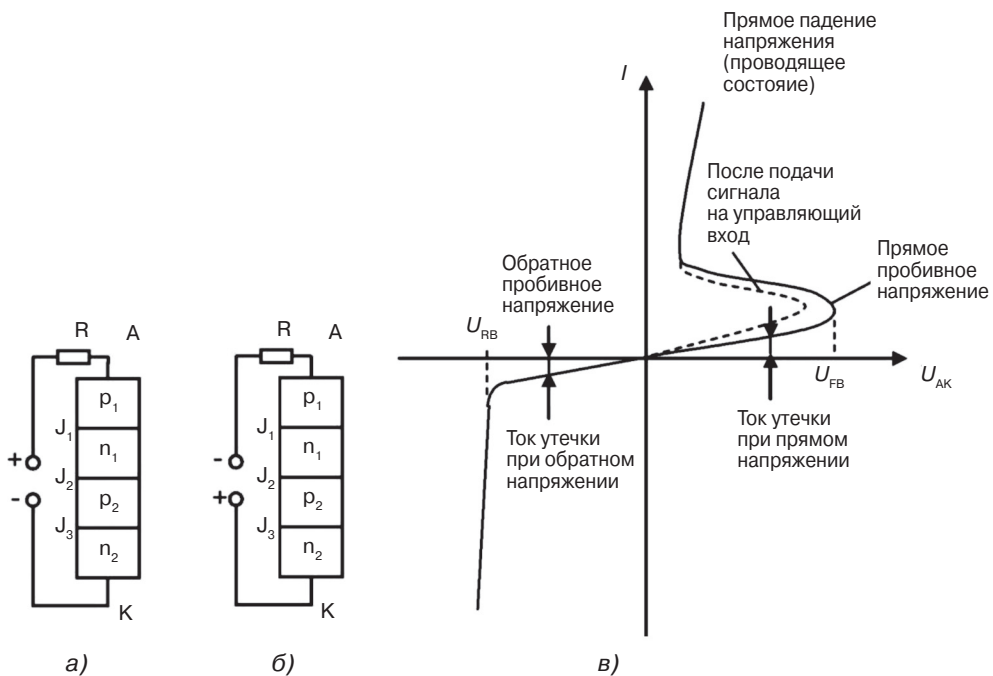


Рис. 2.16. Схема прямого включения (а), схема обратного включения (б) и вольт-амперная характеристика (в) тиристора

Переход J_2 смещен в обратном направлении и находится в закрытом состоянии. Электрический ток от анода к катоду в этом случае не протекает. Если напряжение на тиристоре увеличивается свыше U_{FB} , переход J_2 из-за инжекции в него неосновных носителей переходит в прямое смещение. Тиристор переключается в режим проводимости. Напряжение на тиристоре падает до величины порядка 1 В, а остальное приложенное напряжение падает на резисторе, включенном в анодную цепь.

Когда анод тиристора подключен к отрицательной клемме, а катод — к положительной (рис. 2.16б), р-п переходы J_1, J_3 смещены в обратном направлении, а р-п переход J_2 смещен в прямом направлении. В этом случае ток от катода к аноду не протекает. Тиристор ток не проводит. Эквивалентная схема тиристора при обратном смещении может быть представлена двумя последовательно включенными диодами, как показано на рис. 2.17. Следовательно, характеристика обратно смещенного тиристора похожа на характеристику обратно смещенного р-п-перехода.

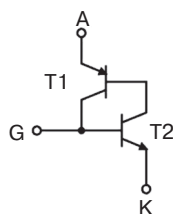


Рис. 2.17. Двухтранзисторный аналог тиристора

Процесс перехода тиристора из закрытого состояния в открытое называется включением.

Процесс перехода тиристора из открытого состояния в закрытое называется выключением.

Когда потенциал управляющего электрода положителен относительно катода, п-р-п транзистор включается, вследствие чего появляется ток в базовой области р-п-р транзистора. В свою очередь, коллекторный ток р-п-р транзистора создает ток в базовой области п-р-п транзистора. Даже если п-р-п и р-п-р транзисторы физически разделены, указанные выше токи все равно будут протекать. Транзисторы переходят в насыщенное состояние, и напряжение анод — катод тиристора приблизительно равно:

$$U_{AK} = U_{БЭ\ T2} + U_{КЭ\ нас\ T1} \approx 0,7\ В + (0,1 \div 0,3\ В) \leq 1,0\ В. \quad (2.11)$$

Если через управляющий электрод ток не протекает, между анодом и катодом закрытого тиристора может быть приложено большое прямое напряжение. В случае же протекания тока через управляющий электрод на такую структуру достаточно подать небольшое напряжение для перевода ее в проводящее состояние.

Обычно используют следующие возможные способы включения тиристора в силовом устройстве:

- увеличение прямого напряжения;
- включение по управляющему электроду;

- включение быстрым изменением напряжения анод-катод (по dV/dt);
- включение светом;
- включение теплом.

2.3.2. Динисторы

Динистор — это пятислойный полупроводниковый прибор с четырьмя р-п переходами. На рис. 2.18 показано символическое обозначение (а), типовая структура (б) динистора, его двухтиристорного аналога (в), а также вид вольт-амперной характеристики прибора (г).

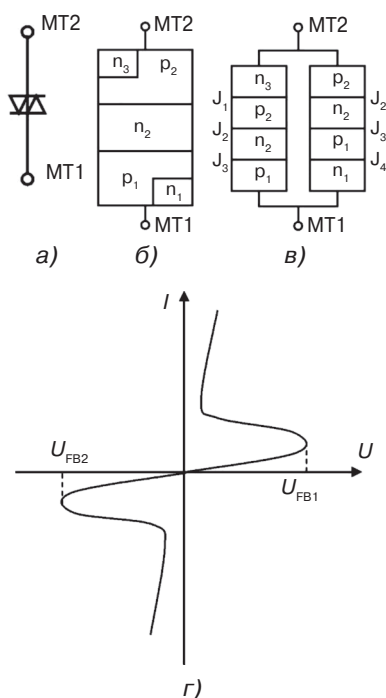


Рис. 2.18. Символьное обозначение (а), структура (б) двухтиристорный аналог (в) и вольт-амперная характеристика (г) динистора

Недостаток тиристора — это то, что он проводит ток только в одном направлении.

Динистор является устройством, способным проводить ток в двух направлениях. Эквивалентная схема динистора может быть представлена в виде двух р-п-р-п приборов (тиристоров), соединенных навстречу друг другу (рис. 2.18в). Когда потенциал положителен относительно электрода МТ1, тиристор 1 смещен в прямом направлении, р-п переходы J_2 и J_4 смещены в прямом направлении, а J_3 — смещен в обратном направлении. Когда величина приложенного напряжения увеличивается, р-п переход J_3 пробивается, и тиристор 1 переходит из состояния высокого импеданса в состояние низкого импеданса. Характеристика этого прибора подобна характеристике тиристора без управляющего электрода, смещенного в прямом направлении.

Когда потенциал электрода МТ1 положителен относительно электрода МТ2, тиристор 2 смещен в прямом направлении, р-п переходы J_1 и J_3 смещены в прямом направлении а J_2 — в обратном. Когда величина приложенного напряжения увеличивается, р-п переход J_2 пробивается, и тиристор 2 переходит из состояния высокого импеданса в состояние низкого импеданса (рис. 2.18г).

2.3.3. Симисторы

Типовой симистор имеет три электрода: МТ1, МТ2 и управляющий электрод Г (рис. 2.19). Симистор является устройством, способным проводить ток в двух направлениях. Симистор эквивалентен двум тиристорам, соединенным навстречу друг другу, которые имеют общий управляющий электрод (рис. 2.19б).

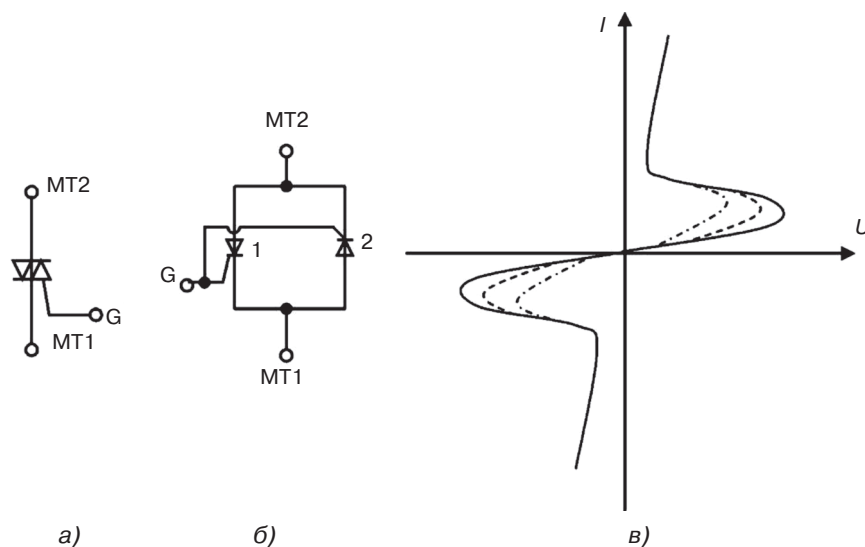


Рис. 2.19. Символьное обозначение (а), эквивалентная схема (б) вольт-амперная характеристика (в) симистора

Когда потенциал электрода МТ2 выше, чем МТ1, тиристор 1 находится в прямом включении и может быть переведен в проводящее состояние воздействием на управляющий электрод (рис. 2.19в).

Когда потенциал электрода МТ1 выше, чем МТ2, тиристор 2 смещен в прямом направлении и может быть переведен в проводящее состояние воздействием на управляющий электрод.

Таким образом, симистор способен проводить ток в обоих направлениях. Для включения тиристора требуется воздействие положительного управляющего тока по отношению к катоду. Напротив, симистор может быть переведен в проводящее состояние как положительным управляющим током, так и отрицательным.

ГЛАВА 3

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

В этой главе рассмотрены типовые структуры основных типов микросхем силовой электроники и требования к их элементной базе. Структура ИМС силовой электроники в первом приближении повторяет известную структуру построения типовой системы преобразования электрической энергии, как это рассмотрено в гл. 1.

В общем случае современная силовая ИМС содержит следующие стандартные блоки (табл. 3.1):

- блок реализации алгоритмов управления;
- блока сопряжения;
- выходного блока преобразования и управления исполнительным устройством.

Таблица 3.1. Структура ИМС для силовой электроники

| Силовая ИМС | | |
|---------------------------------------|-----------------|--|
| Блок реализации алгоритмов управления | Блок сопряжения | Выходной блок преобразования и управления исполнительным устройством |
| Источник опорного напряжения | | |

Блок реализации алгоритмов управления предназначен для реализации основного алгоритма работы конкретной микросхемы. С точки зрения конструктивно-технологической реализации, он, как правило, низковольтный и маломощный. Для используемой элементной базы, как правило, не требуется высоких пробивных напряжений.

Блок сопряжения служит для электрического и временного согласования работы низковольтного блока реализации алгоритмов управления и мощного высоковольтного выходного блока преобразования и управления исполнительным устройством. Входы данного блока, как правило, низковольтные, а выходы — высоковольтные. Соответственные требования предъявляются и к пробивным напряжениям его элементной базы.

Выходной блок преобразования и управления исполнительным устройством обеспечивает требуемый для построения проектируемого устройства большой выходной ток и требуемое высокое напряжение (например, выходной каскад драйвера управления электродвигателя, выходной каскад стабилизатора напряжения и др.). Здесь требуются высокие пробивные напряжения элементной базы и низкие выходные сопротивления для уменьшения рассеиваемой мощности. Поэтому транзисторы выходных каскадов иногда занимают до 50% от общей площади кристалла и даже более. Поэтому в силу технико-экономических показателей силовых ИМС часто используют внешние выходные транзисторы.

Источник опорного напряжения (ИОН) необходим как для обеспечения питания низковольтной части ИМС, так и для стабилизации параметров ИМС. Как правило, ИОН есть во всех современных аналоговых, в том числе силовых ИМС.

Рассмотрим более детально конкретные типы ИМС силовой электроники — для источников питания, стабилизации напряжения, управления импульсными источниками питания, микросхем для управления электродвигателями, осветительным оборудованием, а также ряд микросхем для автомобильной электроники.

3.1. Микросхемы для источников питания

3.1.1. Структура источников питания

Большинство электронных систем функционируют с использованием источников питания постоянного тока. Маломощные устройства, такие как сотовые телефоны, ноутбуки, переносные радиоприемники и другие, работают на батареях или аккумуляторах, которые вырабатывают постоянный ток. Для стационарного оборудования, как правило, требуется преобразование стандартного электропитания переменного тока (220 В, 50 Гц в Европе и 110 В, 60 Гц в Америке) в напряжение постоянного тока. Существуют три типа таких преобразователей [18, 19]:

- нерегулируемый;
- регулируемый;
- импульсный.

Простой нерегулируемый источник питания (рис. 3.1). Трансформатор преобразовывает входное переменное напряжение в низкое выходное напряжение (обычно от 6 до 24 В). Далее низкое переменное напряжение подается на выпрямитель. На выходе выпрямителя протекает пульсирующий прерывный ток. Подключенный параллельно выходу конденсатор сглаживает пульсации.

На рис. 3.1 и последующих приняты следующие обозначения: AC — alternating current (переменный ток); DC — direct current (постоянный ток).

Регулируемый источник питания (рис. 3.2а) отличается от предыдущего тем, что в его конструкцию добавлен электронный регулятор выходного напряжения (рис. 3.2б). В качестве такого регулятора может выступать ИМС линейного или импульсного стабилизаторов напряжения. Задача регулятора — создать стабильное требуемое выходное напряжение.

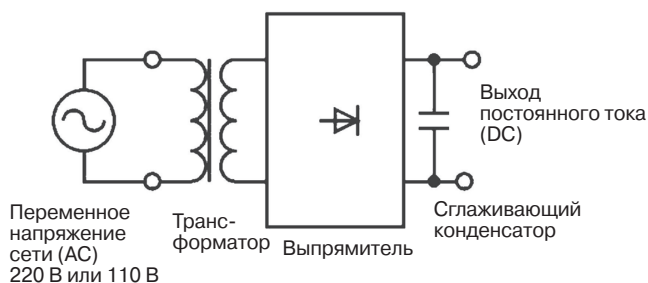


Рис. 3.1. Схема простого нерегулируемого источника питания

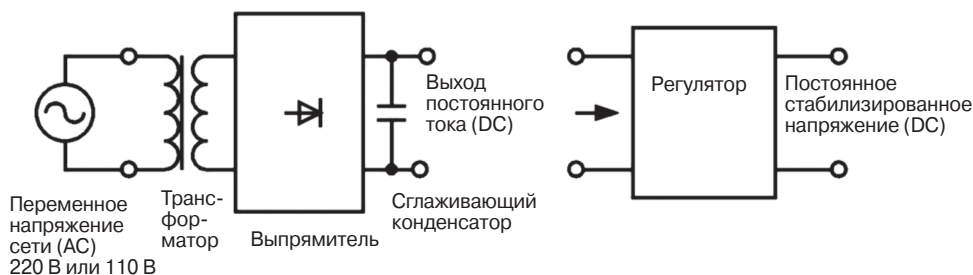


Рис. 3.2. Схема регулируемого источника питания (а) и символическое обозначение структуры блока регулятора (б)

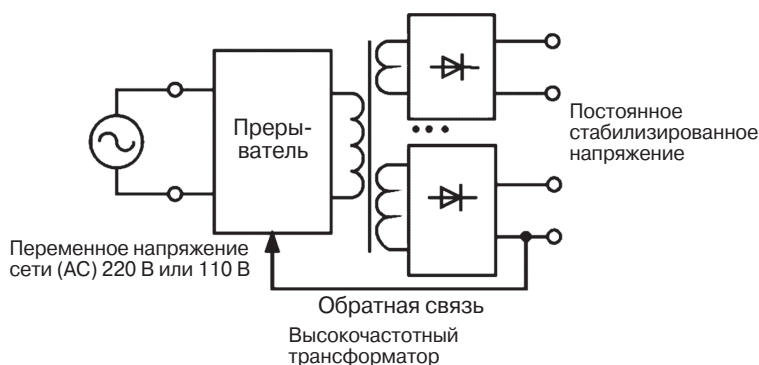


Рис. 3.3. Структура импульсного источника питания

Импульсный источник питания (рис. 3.3) широко применяется в телевизорах, компьютерах, видеомагнитофонах и другой радиоэлектронной бытовой аппаратуре. В таких источниках питания используется прерыватель, который преобразует входное напряжение частотой 50 или 60 Гц в высокочастотное напряжение (обычно от 20 до 500 КГц). Высокочастотное напряжение преобразуется импульсным трансформатором в напряжение требуемой величины, затем выпрямляется и сглаживается. Преимущество импульсного источника питания в том, что нет необходимости в использовании громоздкого и тяжелого низкочастотного трансформатора. Трансформаторы, которые работают на частоте 20 кГц и более, в несколько раз меньше по габаритам и массе, чем низкочастотного.

Обычно в состав блока прерывателя входят более «мелкие» блоки: выпрямитель сетевого переменного напряжения, ИМС управления импульсным источником питания со схемой обрaмления, а также со встроенным или наружным MOSFET. На выходах обычно также ставятся соответствующие регуляторы (линейные или импульсные стабилизаторы напряжения).

3.1.2. Полупроводниковые выпрямители напряжения для источников питания

Электронное устройство для преобразования напряжения переменного тока в напряжение постоянного тока называется выпрямителем.

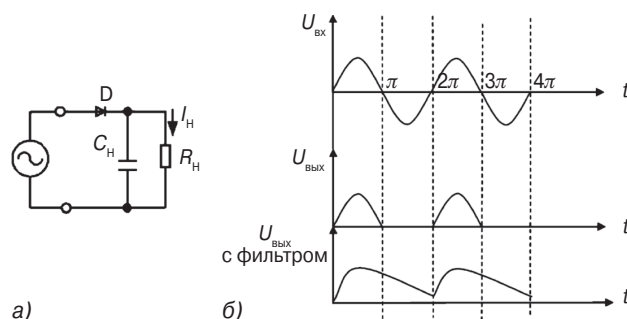


Рис. 3.4. Эквивалентная схема однополупериодного выпрямителя (а) и временные диаграммы его работы (б)

Выпрямители могут быть однополупериодными и двухполупериодными.

На рис. 3.4 представлена эквивалентная электрическая схема (а) и временная диаграмма работы (б) однополупериодного полупроводникового выпрямителя. Кратко опишем его работу.

В первый полупериод диод D выпрямителя находится в открытом состоянии и проводит ток, во втором полупериоде — не проводит. Конденсатор емкостью C_H сглаживает пульсации выходного напряжения.

Пульсации выходного напряжения однополупериодного выпрямителя определяются следующим выражением:

$$\Delta U = \frac{\Delta Q}{C_H} = \frac{I_H \cdot T}{C_H} = \frac{I_H}{f \cdot C_H}, \quad (3.1)$$

где ΔQ — изменение заряда выходной емкости; C_H — значение выходной емкости; I_H — ток нагрузки; f — частота напряжения сети переменного тока; T — период напряжения сети.

На рис. 3.5 представлена эквивалентная электрическая схема (а) и временная диаграмма работы (б) однополупериодного управляемого выпрямителя. В момент времени равный t_1 тиристор включается и остается проводящим до времени π (время полупериода работы выпрямителя).

В течение второго полупериода тиристор смещен в обратном направлении и не проводит ток. При увеличении угла включения (времени включения) среднее выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ уменьшается, так как тиристор находится во включенном состоянии меньшее время. Моментом включения тиристора можно управлять посредством регулировки времени включения, что на практике осуществляется схемой управления (рис. 3.5а).

На рис. 3.6 представлены эквивалентная электрическая схема (а) и временная диаграмма работы (б) двухполупериодного выпрямителя, который работает следующим образом.

В течение положительного полупериода напряжения диод D1 (рис. 3.6а) смещен в прямом направлении и проводит ток. Ток при этом протекает от вывода обмотки А трансформатора, помеченного точкой, через диод D₁, нагрузку R_H и вывод обмотки А, не помеченный точкой.

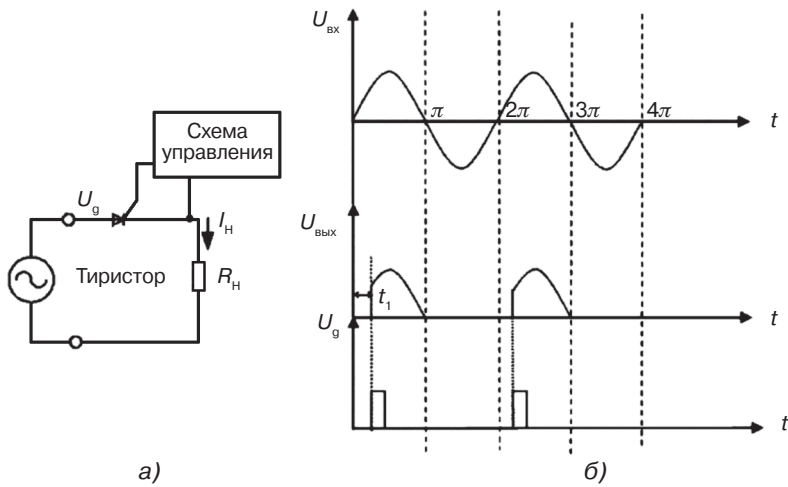


Рис. 3.5. Однополупериодный управляемый выпрямитель [17]

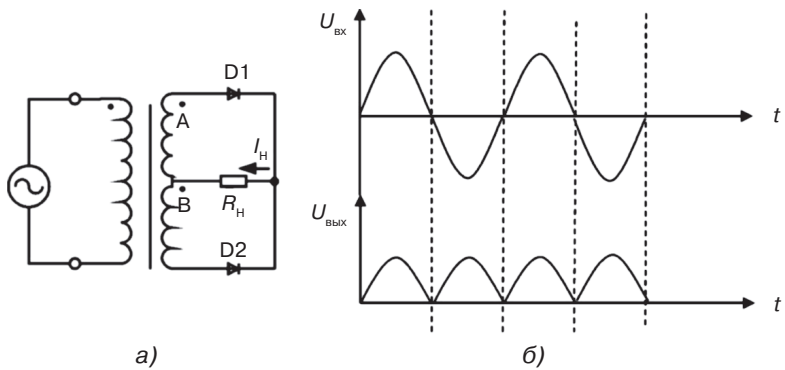


Рис. 3.6. Эквивалентная электрическая схема (а) и временная диаграмма работы (б) двухполупериодного выпрямителя

В течение положительного полупериода напряжения диод D1 (рис. 3.6а) смещен в прямом направлении и проводит ток. Ток при этом протекает от вывода обмотки А трансформатора, помеченного точкой, через диод D₁, нагрузку R_н и вывод обмотки А, не помеченный точкой.

В течение отрицательного полупериода напряжения диод D2 смещен в прямом направлении и также проводит ток. При этом ток протекает от вывода обмотки трансформатора, не помеченного точкой, через диод D₂, нагрузку R_н и вывод обмотки В, помеченный точкой.

Направление тока в нагрузке и полярность выходного напряжения остаются теми же, что и при положительном полупериоде.

Недостаток такого выпрямителя — необходимость использования двух вторичных обмоток трансформатора, рассчитанных на одно напряжение.

Численное значение величины пульсации выходного напряжения ΔU двухполупериодного выпрямителя определяется простым выражением:

$$\Delta U = \frac{I_H}{2 \cdot f \cdot C_H}. \quad (3.2)$$

На рис. 3.7 представлены эквивалентная электрическая схема (а) и временная диаграмма работы (б) мостового двухполупериодного выпрямителя.

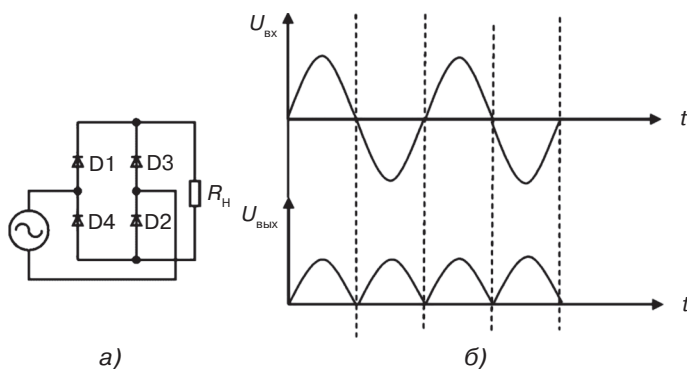


Рис. 3.7. Эквивалентная электрическая схема (а) и временная диаграмма работы (б) мостового двухполупериодного выпрямителя

В течение положительного полупериода диоды D1 и D2 смещены в прямом направлении.

В течение отрицательного полупериода диоды D3 и D4 смещены в прямом направлении.

Численные значения величин пульсаций выходного напряжения такого мостового двухполупериодного выпрямителя определяются следующим выражением:

$$\Delta U = \frac{I_H}{2f \cdot C_H}. \quad (3.3)$$

Если вместо диодов D1 и D4 использовать тиристоры, то получается управляемый двухполупериодный выпрямитель. Различные типы управляемых выпрямителей детально описаны в книге [17].

Упрощенная классификация микросхем для источников питания по выполняемым функциям, по используемой технологии изготовления, по потребляемой мощности и используемой величине напряжения питания представлена в табл. 3.2.

Таблица 3.2. Классификация микросхем для источников питания

| ИМС для источников питания | |
|---------------------------------------|--|
| По выполняемым функциям | <ul style="list-style-type: none"> – ИМС линейных стабилизаторов; – ИМС управления импульсными источниками питания; – ИМС импульсных стабилизаторов |
| По технологии изготовления кристаллов | ИМС, изготовленные по <ul style="list-style-type: none"> – биполярным технологиям; – КМОП и БиКМОП технологиям; – БиКДМОП технологиям |

Таблица 3.2 (окончание)

| ИМС для источников питания | |
|----------------------------|--|
| По напряжению питания | <ul style="list-style-type: none"> – Низковольтные ИМС (до 20 В); – ИМС с напряжением питания до 100 В; – ИМС, работающие с сетевым переменным напряжением 110 В, 220 В или выпрямленным напряжением сети (рабочие напряжения до 450–800 В) |
| По потребляемой мощности | <ul style="list-style-type: none"> – Требующие специальных мер охлаждения; – не требующие специальных мер охлаждения |

3.2. Микросхемы стабилизаторов напряжения

Современный интегральный линейный стабилизатор напряжения — это микросхема, на вход которой подается нестабилизированное напряжение, а на выходе формируется требуемое стабилизированное напряжение. У идеального стабилизатора значение выходного напряжения не зависит от изменений входного напряжения, тока нагрузки, от температуры, от времени [19].

На рис. 3.8 представлена обобщенная структурная схема такого стандартного стабилизатора напряжения.

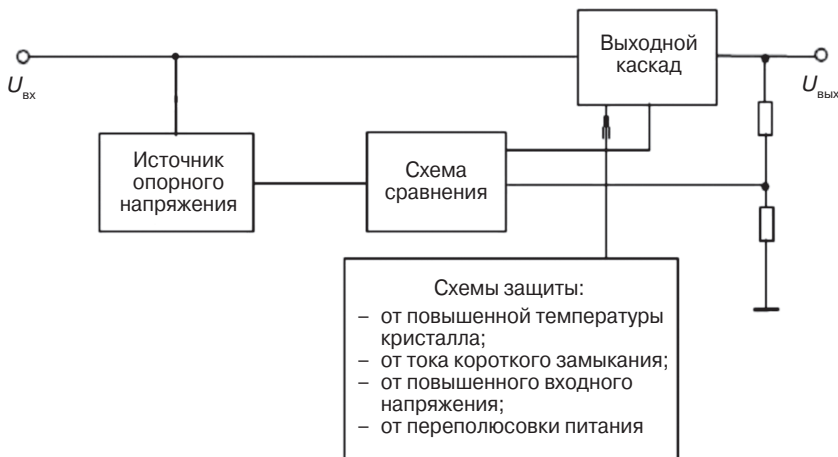


Рис. 3.8. Структурная схема стабилизатора напряжения

Кратко рассмотрим основные блоки микросхемы формирования линейного стабилизированного напряжения:

- *выходной каскад*. Этот блок обеспечивает требуемое значение тока нагрузки;
- *источник опорного напряжения*. Обеспечивает выработку значения опорного напряжения, которое бы не зависело от изменений входного напряжения, тока нагрузки, от температуры, от времени;
- *схема сравнения*. Обеспечивает сравнение опорного напряжения с выходным (частью выходного) и управляет выходным каскадом для обеспечения этого равенства. Функции схемы сравнения обычно выполняет дифференциальный каскад со схемой управления или операционный усилитель;

- *схемы защиты*. Для ИМС стабилизатора напряжения важно, чтобы он не выходил из строя при возникновении экстремальных условий эксплуатации — перегреве кристалла, при аварийном коротком замыкании нагрузки, при превышении допустимого значения входного напряжения.

Соответственно, существуют следующие схемы защиты ИМС стабилизатора напряжения:

- от перегрева кристалла;
- от короткого замыкания;
- от повышенного входного напряжения.

Для ниже рассматриваемых схем автомобильных стабилизаторов напряжения обязательно наличие дополнительной функции защиты от «переполюсовки» (ошибочной смены полярности входного напряжения).

Основные параметры стабилизаторов напряжения. В идеале стабилизатор напряжения должен обеспечивать величину выходного напряжения, не зависящую от уровня входного напряжения, выходного тока, температуры, времени и прочих внешних факторов. Поскольку все существующие стабилизаторы только приближаются к идеальному, то они обладают следующими параметрами [19, 20], перечисленными в табл. 3.3.

Как следует из этой таблицы, к основным параметрам этих микросхем относятся следующие:

- выходное напряжение $U_{\text{вых}}$;
- начальная точность установки выходного напряжения $U_{\text{вых}}$;
- величины собственного тока потребления и выходного тока;
- величины неустойчивости по входному напряжению и по току нагрузки;
- величина дрейфа выходного напряжения;
- коэффициент сглаживания пульсаций;
- температурный коэффициент напряжения;
- величина остаточного напряжения;
- действующее и пиковое значения напряжения шума на выходе микросхемы.

В этой же таблице приведены общепринятые обозначения этих параметров, а также их определения, описания и простейшие выражения для расчета их численных значений.

Таблица 3.3. Основные параметры микросхем линейных стабилизаторов напряжения

| Наименование параметров | Определение и описание параметров | Обозначение | Единица измерения |
|---|--|---|-------------------|
| Выходное напряжение | Выходное напряжение стабилизатора при заданной температуре (обычно 25 °С) и нагрузке (обычно номинальной) | $U_{\text{вых}}, U_{\text{OUT}}$ | В |
| Начальная точность установки выходного напряжения | Максимальный разброс значений выходного напряжения стабилизатора от образца к образцу при заданной температуре | $\Delta U_{\text{вых}}, V_{\text{рег}}$ | % (мВ) |
| Собственный ток потребления | Ток потребления ИМС стабилизатора без учета тока нагрузки $I_{\text{пот}} = I_{\text{вых}} - I_{\text{вх}}$ | $I_{\text{пот}}, I_{\text{d}}$ | мА (мкА) |
| Выходной ток | Максимальное рабочее значение тока, отдаваемое в нагрузку | $I_{\text{вых}}, I_{\text{OUT}}$ | мА (мкА), А |

Таблица 3.3 (окончание)

| Наименование параметров | Определение и описание параметров | Обозначение | Единица измерения |
|--|---|---------------------------------------|---|
| Нестабильность по входному напряжению | Относительное изменение выходного напряжения при изменении входного напряжения, приведенное к 1 В изменения входного напряжения при отсутствии других дестабилизирующих факторов ($I_{\text{вых}} = \text{const}$, $T = \text{const}$ и др.), $K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}} \cdot U_{\text{вх}}} \cdot 100\%$ | K_U , <i>Regline</i> | %/В (мкВ/В, мкВ, мВ) |
| Нестабильность по току нагрузки | Относительное изменение выходного напряжения при изменении выходного тока, приведенное к 1 А изменения выходного тока, при отсутствии других дестабилизирующих факторов, $K_I = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}} \cdot I_{\text{вых}}} \cdot 100\%$ | K_I , <i>Regload</i> | %/А, (мВ/А, В, мкВ) |
| Дрейф выходного напряжения | Изменение выходного среднеквадратичного напряжения во времени при заданной температуре. Измерения могут проводиться при температуре 25 °С после нахождения образца в течение длительного времени (1000 час) при повышенной температуре $\Delta U_{\text{вых } t} = \frac{U_{\text{вых } 1} - U_{\text{вых } 2}}{U_{\text{вых } 0}} \cdot 100\% \cdot (10^6)$ | $\Delta U_{\text{вых}}(t)$, $U_0(t)$ | %/1000, $\left(\frac{\text{ppm}}{1000 \text{ ч}} \right)$ |
| Коэффициент сглаживания пульсаций | Отношение амплитуды колебаний синусоидального входного напряжения к амплитуде колебаний синусоидального выходного напряжения заданной частоты (100 или 120 Гц), выраженное в децибелах $K_{\text{ср}} = 20 \cdot \lg \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вых}}}$ | $K_{\text{ср}}$, <i>R</i> | дБ |
| Температурный коэффициент напряжения | Отношение изменения выходного напряжения к вызвавшему его изменению температуры, нормированное на значение выходного напряжения при $T = 25^\circ\text{C}$ $\Delta \alpha_{U_{\text{вых}}} = \frac{U_{\text{вых}}(T_2) - U_{\text{вых}}(T_1)}{U_{\text{вых}}(25^\circ\text{C}) \cdot (T_2 - T_1)} \cdot 100\% \cdot (10^6)$ | $\alpha_{U_{\text{вых}}}$ | %/°С, (ppm/°С) |
| Остаточное напряжение | Разность между минимальным входным напряжением и минимальным выходным напряжением при неизменных других дестабилизирующих факторах ($T^\circ\text{C}$, I_{OUT}) | $U_{\text{д мин}}$, $U_{\text{дс}}$ | В (мВ, мкВ) |
| Напряжение шума на выходе (действующее или от пика к пику) | Напряжение шума (среднеквадратичное или от пика к пику) на выходе в заданной полосе частот при заданной температуре (как правило, задаются полосы частот 0,1...10 Гц и 10 Гц...10 кГц при $T = 25^\circ\text{C}$) | $U_{\text{ш вых}}$, E_n | мкВ |

Рассмотрим подробнее особенности организации внутренних блоков типовой микросхемы стабилизатора напряжения.

3.2.1. Схемотехническая реализация источников опорного напряжения (ИОН)

Получение опорного напряжения, не зависящего от изменений температуры, напряжения питания и прочих факторов, очень важно для ИМС стабилизаторов

напряжения. Кроме того, источники опорного напряжения используются во всех аналоговых ИМС для стабилизации внутреннего напряжения питания аналоговых блоков.

Схематехнические варианты построения простейших источников опорного напряжения, представленные на рис. 3.9 [114], могут быть выполнены на диодах в прямом включении (а), МОП-транзисторах в диодном включении (б) или на стабилитроне (в).

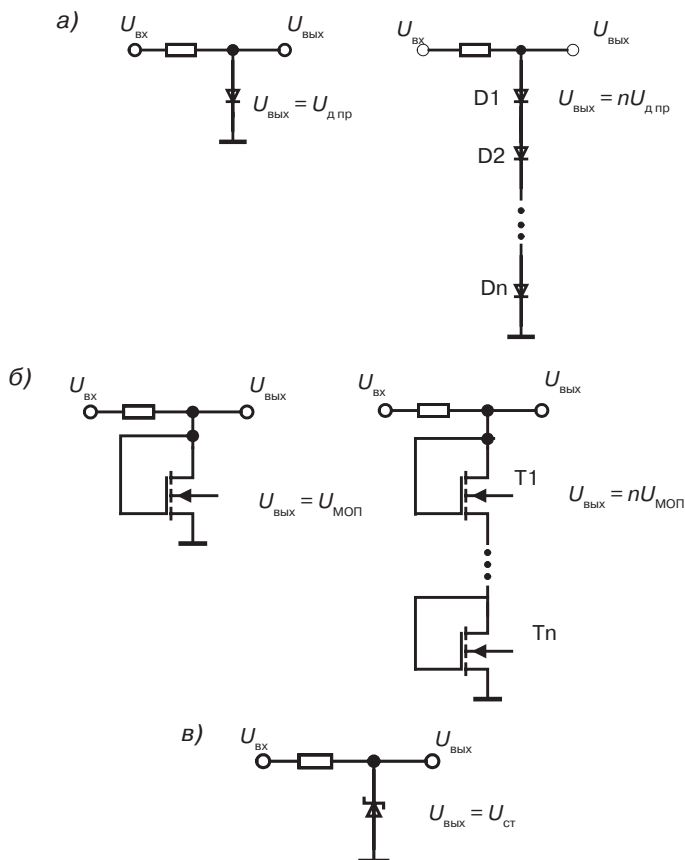


Рис. 3.9. Эквивалентные электрические схемы простейших источников опорного напряжения на диодах в прямом включении (а), МОП-транзисторах в диодном включении (б) и на стабилитроне (в)

Поскольку эти простейшие ИОН не обладают удовлетворительной температурной стабильностью, они в основном и предназначены для применения в электрических цепях формирования статического смещения.

Если стандартный ИОН на диоде в прямом включении имеет температурный дрейф от минус 1,5 до минус 2,2 мВ/°С, то схема рис. 3.9б на стабилитроне обеспечивает значение температурного дрейфа уже от 1,5 до 5 мВ/°С. В настоящее время в современных ИМС стабилизаторов напряжения данные ИОН используются

достаточно редко, их заменили более прогрессивные схемотехнические решения, которые рассмотрены ниже.

3.2.2. Источник опорного напряжения, равного ширине запрещенной зоны полупроводника

Наиболее широкое распространение в ИМС стабилизаторов напряжения и других аналоговых ИМС в настоящее время получили источники опорного напряжения, равного ширине запрещенной зоны полупроводника [16].

В основе принципа работы такой схемы лежит идея генерации напряжения с положительным температурным коэффициентом, равным по абсолютной величине отрицательному температурному коэффициенту напряжения $U_{БЭ}$ (или диода). В таком случае при сложении этого напряжения с напряжением $U_{БЭ}$ получается напряжение с нулевым температурным коэффициентом. Рассмотрим работу такого элемента, называемого токовым зеркалом с двумя транзисторами, работающими с разной плотностью эмиттерного тока (обычное отношение плотности 1:10). Эквивалентная электрическая схема токового зеркала представлена на рис. 3.10.

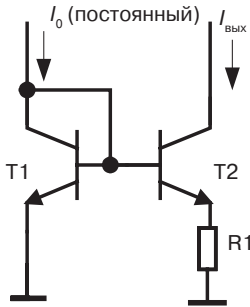


Рис. 3.10. Эквивалентная электрическая схема токового зеркала с двумя транзисторами, работающими с разной плотностью тока

Для такого схемотехнического решения известная формула Эберса—Молла для транзисторов Т1, Т2 будет выглядеть следующим образом:

$$I_k = I_{k \text{ нас}} \left(\exp \frac{U_{БЭ}}{\phi_T} - 1 \right) \approx I_{k \text{ нас}} \cdot \left(\exp \frac{U_{БЭ}}{\phi_T} \right), \quad (3.4)$$

где $\phi_T = \frac{KT}{q}$ — температурный потенциал (см. формулу 2.1).

Откуда получаем интересующие нас выражения для расчета численных значений основных электрических параметров ИОН:

$$U_{БЭ} \approx \phi_T \ln \frac{I_k}{I_{k \text{ нас}}};$$

$$U_{R1} = U_{БЭТ1} - U_{БЭТ2} = \phi_T \ln \frac{I_{кТ1}}{I_{к\text{нас}}} - \phi_T \ln \frac{I_{кТ2}}{I_{к\text{нас}}} = \phi_T \ln \frac{I_{кТ1}}{I_{кТ2}} = \frac{KT}{q} \cdot \ln \frac{I_{кТ1}}{I_{кТ2}};$$

$$I_{ЭТ2} \approx I_{R1} = I_{кТ2} = \frac{U_{R1}}{R1} = \frac{KT}{qR1} \cdot \ln \frac{I_{кТ1}}{I_{кТ2}} = I_{\text{вых}}.$$

Как следует из анализа полученных результатов вычислений, численное значение напряжения на резисторе R1 и величина выходного тока пропорциональны значению абсолютной температуре T . Далее нам остается только преобразовать выходной ток в напряжение и сложить его с напряжением $U_{БЭ}$. Классическая схема такого ИОН с напряжением запрещенной зоны полупроводника приведена на рис. 3.11.

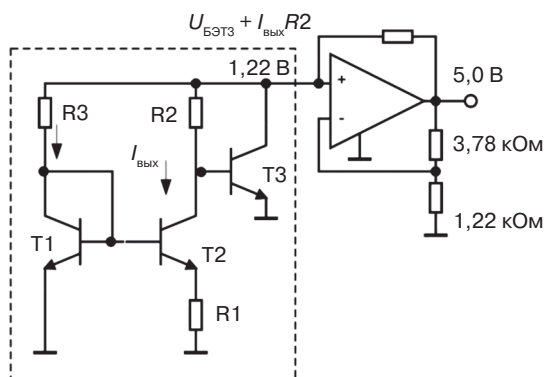


Рис. 3.11. Классическая схема ИОН с напряжением запрещенной зоны полупроводника

Здесь величина резистора R2 определяет (задает) величину напряжения, которое складывается с $U_{БЭ}$ и имеет положительный температурный коэффициент. Оказывается, что температурный коэффициент этого напряжения будет нулевым, когда суммарное напряжение равно напряжению запрещенной зоны кремния при температуре абсолютного нуля, т.е. примерно 1,22 В. Часть схемы, обведенная пунктиром, выполняет функцию стабилитрона.

На рис. 3.12 представлена модернизированная эквивалентная электрическая схема ИОН с напряжением запрещенной зоны, где используется другая конструкция встроенного стабилизатора напряжения.

Здесь заменена часть схемы, обведенная пунктиром в схеме рис. 3.11. Согласованная пара транзисторов T1 и T2 вынуждена работать при соотношении токов коллекторов 10:1. Разность напряжений $U_{БЭ}$, равная $\frac{KT}{q} \cdot \ln 10$, делает численное значение тока эмиттера транзистора T2 пропорциональным численному значению температуры (разность напряжений приложена к резистору R1). Но так как коллекторный ток T1 всегда как минимум в 10 раз больше этой величины, то он также пропорционален температуре (благодаря работе ОУ напряжение на коллекторах T1 и T2 одинаковое). Поэтому суммарный эмиттерный ток всегда будет

прямо пропорционален температуре и создает на резисторе R2 падение напряжение, имеющее положительный температурный коэффициент. Напряжение, снимаемое с резистора R2, складывается с напряжением $U_{БЭ}$ транзистора T1 для получения численного значения стабильного опорного напряжения с нулевым температурным коэффициентом, которое образуется на базах транзисторов T1 и T2.

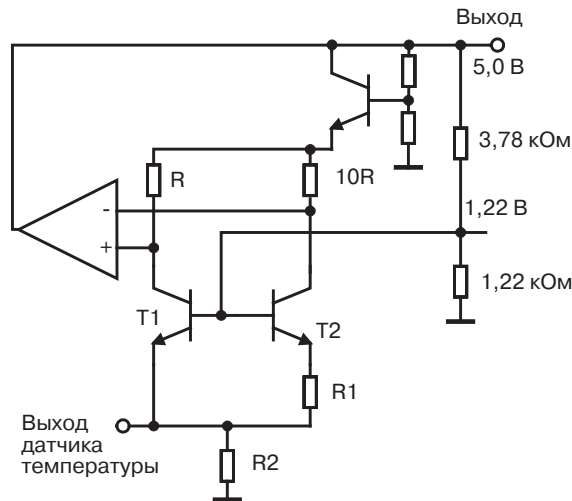


Рис. 3.12. Эквивалентная электрическая схема модернизированного ИОН

Схемотехнические решения «опорных источников запрещенной зоны» существуют в самых различных вариантах, но для всех них характерно сложение напряжения $U_{БЭ}$ с напряжением, созданным связанной парой транзисторов, работающих с некоторым заданным соотношением плотностей токов и имеющих положительный температурный коэффициент напряжения.

3.2.3. Источники опорного напряжения на МОП-транзисторах

Достаточно высокая температурная стабильность источников опорного напряжения обеспечивается при одновременном использовании двух МОП-транзисторов — одного со встроенным каналом (M2), второго — с индуцированным (M1), как показано на рис. 3.13 [114].

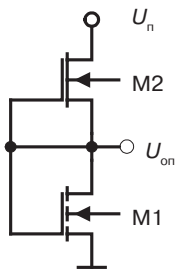


Рис. 3.13. Эквивалентная схема источника опорного напряжения на МОП-транзисторах

Выходное напряжение такого ИОН определяется выражением

$$U_{\text{он}} = U_{\text{т1}} + \sqrt{\frac{\beta_1}{\beta_2}} \cdot |U_{\text{т2}}| = U_{\text{т1}} - A \cdot U_{\text{т2}}, \quad (3.5)$$

где $U_{\text{т1}}$ – порог транзистора М1; $U_{\text{т2}}$ – порог транзистора М2 (отрицательный); β_1, β_2 – крутизна транзисторов.

$$\beta = \frac{Z}{L} \mu_n \cdot C_{\text{ок}} \cdot C_{\text{си}}. \quad (3.6)$$

С изменением температуры кристалла ИМС сумма порогов не изменяется и опорное напряжение остается постоянным ($U_{\text{он}} = \text{const}$).

Температурный дрейф выходного напряжения такого источника опорного напряжения легко вычислить с использованием следующего выражения:

$$\frac{dU_{\text{он}}}{dT} = -\alpha_1 + A\alpha_2, \quad (3.7)$$

где α_1, α_2 – температурные коэффициенты порогового напряжения транзисторов с индуцированным и встроенным каналами; A – корень квадратный отношения крутизны транзисторов М1 и М2.

В свою очередь, численное значение параметра A определяется выражением:

$$A = \sqrt{\frac{\beta_1}{\beta_2}}. \quad (3.8)$$

Для получения независимого от температуры ИОН значение A должно удовлетворять соотношению.

$$A = \sqrt{\frac{\alpha_1}{\beta_2}}. \quad (3.9)$$

3.2.4. Особенности схемотехнической реализации мощных выходных каскадов микросхем стабилизаторов напряжения

Мощные выходные каскады ИМС стабилизатора напряжения предназначены для обеспечения требуемого тока нагрузки (от единиц и десятков миллиампер для маломощных стабилизаторов до единиц и десятков ампер для мощных).

На кристалле мощные выходные каскады часто занимают большую часть площади микросхемы.

Через выходные каскады протекают самые большие токи ИМС стабилизатора. Эти токи значительно больше собственного тока потребления ИМС стабилизато-

ра. Важная задача — обеспечить возможность работы стабилизатора напряжения при минимальной разности напряжений между входным нестабилизированным напряжением и выходным стабилизированным, то есть важно обеспечить минимальное значение параметра «Остаточное напряжение» (Dropout Voltage). В этом случае мощность, рассеиваемая на выходных каскадах, будет минимальна. Ее численное значение будет определяться простым выражением:

$$P = U_{ds} \cdot I_{вых}. \quad (3.10)$$

На рис. 3.14 представлена фотография кристалла типовой микросхемы стабилизатора напряжений, включающего все вышеуказанные блоки.

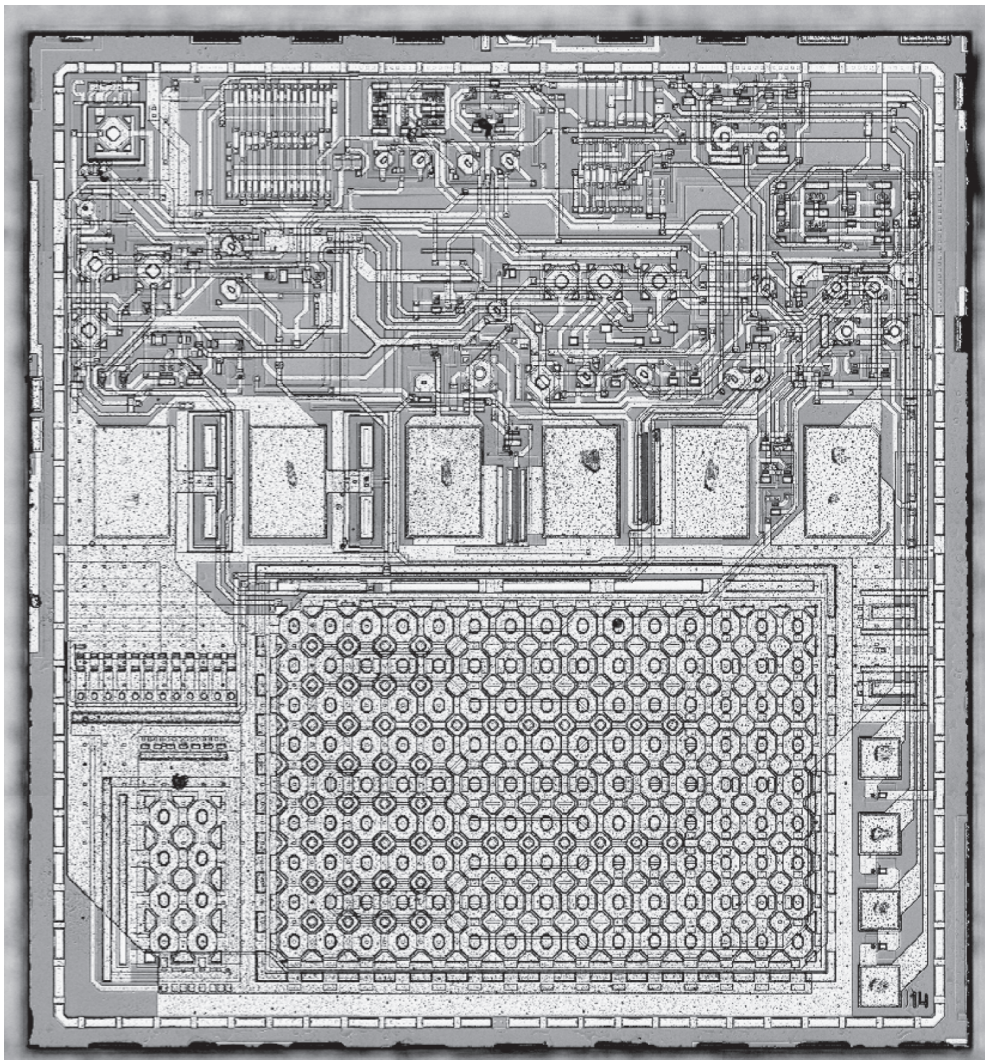


Рис. 3.14. Фотография кристалла типовой микросхемы стабилизатора напряжения

Таблица 3.4. Эквивалентные электрические схемы выходных каскадов стабилизаторов напряжения

| Схема выходного каскада | Преимущества | Недостатки |
|--|---|--|
| <p>1) Схема Дарлингтона</p> <p>Один n-p-n транзистор в ИМС стабилизаторов напряжения не используется</p> | <p>Высокое значение величины коэффициента усиления на составном транзисторе $\beta = \beta_1 \cdot \beta_2$ обеспечивает повышенный выходной ток при малом значении тока базы транзистора T1</p> | <p>Большое значение величины остаточного напряжения: $U_{ds} = 2U_{63} + U_r$, где U_r – напряжение на генераторе тока. Норма на величину параметра U_{ds} составляет от 2,5 до 3,0 В</p> |
| <p>2) p-n-p транзистор</p> | <p>Низкое значение параметра «остаточное напряжение», равное напряжению насыщения p-n-p транзистора. $U_{ds} = 0,05 \div 1,0$ В</p> | <p>Низкое значение величины коэффициента усиления p-n-p транзистора может приводить к увеличенному значению собственного тока потребления ИМС стабилизатора или пониженному значению величины выходного тока</p> |
| <p>3) Схема Шиклай</p> | <p>Пониженное значение собственного тока потребления стабилизатора по сравнению с p-n-p транзисторами на выходном каскаде</p> | <p>Повышенное значение остаточного напряжения $U_{ds} = U_{к9 T1} + U_{63 T2} \approx 0,8 \div 2,0$ В (U_{ds} среднее между 1) и 2))</p> |
| <p>4) p-МОП</p> <p>p-МОП транзистор используется в КМОП стабилизаторах</p> | <p>Низкое численное значение параметра «остаточное напряжение» $U_{ds} = 0,05 \div 1,0$ В. Низкое значение собственного тока потребления</p> | <p>Низкая нагрузочная способность p-МОП транзистора</p> |

Существует несколько основных схемотехнических вариантов реализации выходных каскадов ИМС стабилизаторов напряжения [19]:

- схема Дарлингтона;
- р-п-р транзистор;
- схема Шиклай;
- р-МОП транзистор.

В табл. 3.4 обобщены основные преимущества и недостатки схемотехнических решений, наиболее часто используемых в современных силовых ИМС выходных каскадов.

3.2.5. Схема защиты от повышенного входного напряжения

Необходимость такой защиты обусловлена тем, что при повышенном значении входного напряжения ИМС стабилизатора напряжения выходные каскады рассеивают недопустимо большую мощность. Таким образом, схемы защиты от повышенного входного напряжения ограничивают мощность рассеивания выходных каскадов. Схемы электрические таких защит могут различаться, но принцип действия у них одинаковый — они ограничивают значение тока базы выходных транзисторов. Упрощенная эквивалентная схема защиты от повышенного входного напряжения приведена на рис. 3.15.

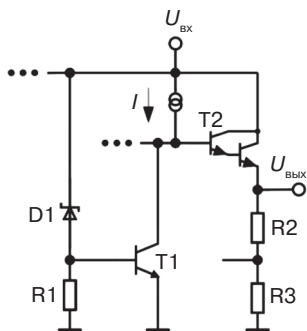


Рис. 3.15. Упрощенная эквивалентная электрическая схема защиты от повышенного входного напряжения

Здесь диод $D1$ выполняет функцию стабилитрона. При превышении входным напряжением $U_{вх}$ значения пробоя диод $D1$ открывается и включает транзистор $T1$. Его коллекторный ток ограничивает ток базы выходного каскада Дарлингтона ($T2$, $T3$), и выходной ток уменьшается, защищая выход системы от чрезмерных перегрузок.

3.2.6. Схемы защиты от превышения температуры кристалла

Установлено, что предельно допустимая температура кремниевого кристалла ИМС — плюс $150\text{ }^{\circ}\text{C}$. Данная температура задается не только внешней средой, но и нагреванием активной структуры кристалла в процессе работы микросхемы. Для маломощных микросхем данный нагрев незначителен и температура кристалла незначительно превышает температуру окружающей среды. Для мощных схем при неправильно

выбранном тепловом режиме эксплуатации температура кристалла может достичь этой и большей величины при температуре окружающей среды плюс 25°C и даже минус 60°C .

Для пояснения сказанного рассмотрим конкретный пример стабилизатора, который имеет выходное напряжение 5 В . Допустим, что на его вход подано напряжение 15 В . При этом будет обеспечен ток нагрузки 1 А . Мощность P , потребляемая стабилизатором от сети питания, составит $(15\text{ В} - 5\text{ В}) \cdot 1\text{ А} = 10\text{ Вт}$. Для используемого обычно типового корпуса ТО-220 величина теплового сопротивления $R_{\text{Ткр-ср}} = 65^{\circ}\text{C/Вт}$. Если микросхему стабилизатора напряжения не поставили на радиатор, то перегрев кристалла относительно окружающей среды $\Delta T = 65^{\circ}\text{C/Вт} \cdot 10\text{ Вт} = 650^{\circ}\text{C}$, при этом температура на кристалле составит $25^{\circ}\text{C} + 650^{\circ}\text{C} = 675^{\circ}\text{C}$. Совершенно очевидно, что такая ИМС «сгорит», если разработчик не предусмотрит защиты.

При использовании радиатора, когда суммарное тепловое сопротивление будет равно $R_{\text{Ткр-ср}} = 10^{\circ}\text{C/Вт}$, величина $\Delta T = 10^{\circ}\text{C/Вт} \cdot 10\text{ Вт} = 100^{\circ}\text{C}$, а значение температуры кристалла составит всего $T_{\text{кр}} = 100 + 25 = 125^{\circ}\text{C}$.

Разработчикам аппаратуры также необходимо учитывать тот факт, что перегрев кристалла ИМС стабилизатора может произойти не только из-за неправильно выбранного теплового режима, но и из-за того, что ИМС плохо прижата к радиатору или не применили теплопроводящую пасту при монтаже. Для ИМС стабилизаторов напряжения, также как и для остальных мощных ИМС, в большинстве случаев необходима тепловая защита.

Наиболее часто используемые в практической деятельности конструкторов упрощенные эквивалентные схемы защиты от превышения температуры кристалла приведены на рис. 3.16.

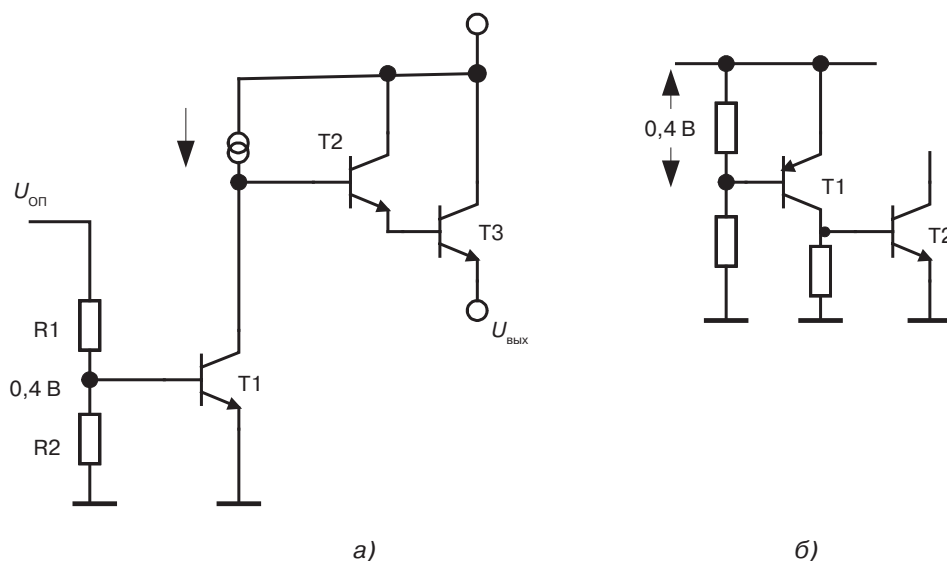


Рис. 3.16. Упрощенные эквивалентные электрические схемы защиты от превышения температуры кристалла: с использованием п-р-п транзистора (а), с использованием р-п-р транзистора (б)

Хотя принцип действия схем тепловой защиты кристаллов ИМС одинаков, но их схемотехническая реализация может существенно отличаться. Как известно, напряжение $U_{БЭ}$ транзистора уменьшается на величину от 1,5 до 2,2 мВ при повышении температуры на 1 °С.

Если к резистивному делителю (R1, R2 на рис. 3.16а) подать опорное напряжение и создать на базе транзистора Т1 напряжение порядка 0,4 В, то в нормальных условиях транзистор Т1 будет выключен, поскольку напряжение $U_{БЭ}$ включенного биполярного кремниевого транзистора составляет порядка 0,67 В при $T = 25$ °С. Допустим для упрощения, что для данного транзистора напряжение $U_{БЭ}$ падает на 2 мВ при повышении температуры на 1 °С. Тогда при достижении температуры кристалла порядка 160 °С транзистор Т1 включится и «перехватит» ток базы транзистора Т2. При этом выходной ток стабилизатора уменьшится (или выключится совсем). То же самое произойдет с р-п-р транзистором Т1 на рис. 3.16б в случае такого же повышения температуры кристалла.

3.2.7. Схема защиты выхода микросхемы стабилизатора напряжения от тока короткого замыкания

На рис. 3.17 представлены два варианта реализации схемы защиты выхода микросхемы от последствий воздействия тока, протекающего на выходе микросхемы в режиме короткого замыкания.

Схема на рис. 3.17а характеризуется тем, что при увеличении выходного тока ($I_{\text{вых}}$) создается падение напряжения на низкоомном резисторе R1. При достижении напряжения от 0,65 до 0,67 В открывается транзистор Т3. Его ток коллектора ограничивает ток базы транзистора Т1, и выходной ток уменьшается.

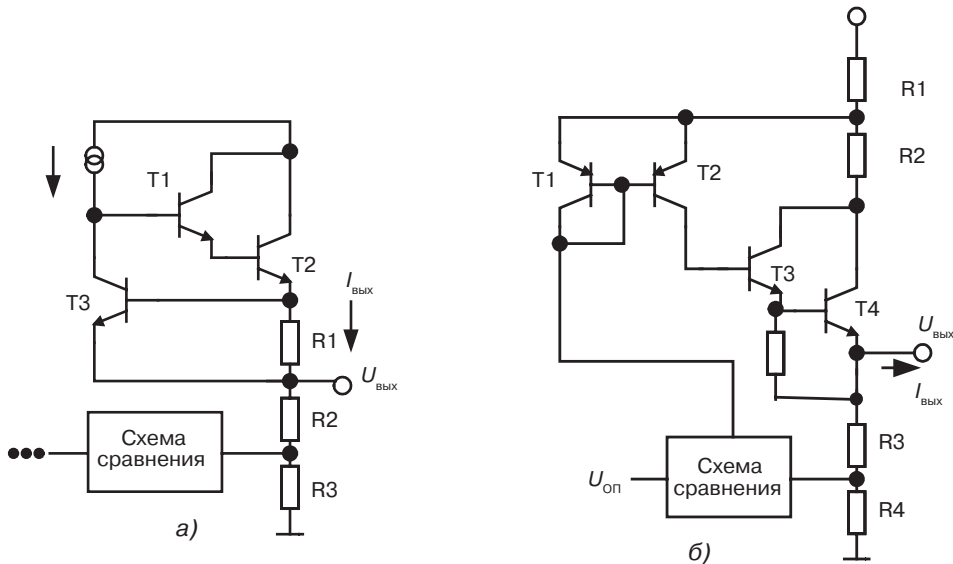


Рис. 3.17. Схемы защиты от тока короткого замыкания выхода ИМС стабилизатора напряжения

Схема на рис. 3.176 характеризуется тем, что при увеличении численного значения выходного тока создается падение напряжения на низкоомном резисторе R1. Ток генератора (T1, T2), который является током базы T3, изменяется, и, следовательно, уменьшается (ограничивается) выходной ток стабилизатора.

3.2.8. Подгонка параметров микросхем в процессе производства путем пережигания перемычек

В процессе производства пластин ИМС параметры элементной базы имеют технологический разброс. Различные значения принимают $U_{БЭ}$ включенного транзистора, сопротивления слоев базы, эмиттера, коллектора, сопротивления контактов к вскрытым областям, сопротивления резисторов и др. Вследствие этого параметры ИМС (для стабилизаторов это прежде всего $U_{оп}$ и $U_{вых}$) будут отличаться от пластины к пластине и даже от кристалла к кристаллу на одной пластине.

Для того, чтобы параметры ИМС соответствовали более жестким требованиям, чем это обеспечивает разброс серийного технологического процесса, используется операция подгонки параметров ИМС в процессе производства.

Технологический разброс численных значений основного электрического параметра ИМС стабилизатора «Выходное напряжение» без подгонки в процессе производства составляет от 2 до 5% (начальная точность установки входного напряжения). То есть, для пятивольтового стабилизатора выходное напряжение может принимать значение от 4,75 до 5,25 В. Для обеспечения большей точности установки $U_{вых}$ необходима подгонка в процессе производства. Путем подгонки возможно достижение $U_{вых} \pm 0,5\%$ и менее. Обычно подгоняются численные значения величины сопротивления резисторов. Вспомним классическую схему ИОН с напряжением запрещенной зоны полупроводника (рис. 3.18). Для установки точного значения выходного напряжения 5 В возможна подгонка резисторов R5, R6. Для установки точного значения опорного напряжения $U_{оп}$ 1,22 В возможна подгонка резистора R2.

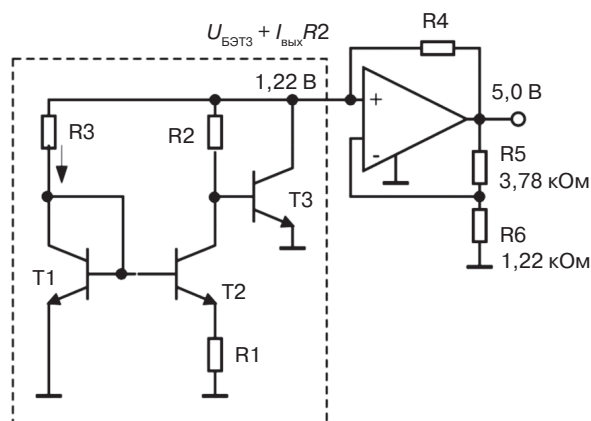


Рис. 3.18. Классическая схема ИОН с напряжением запрещенной зоны полупроводника

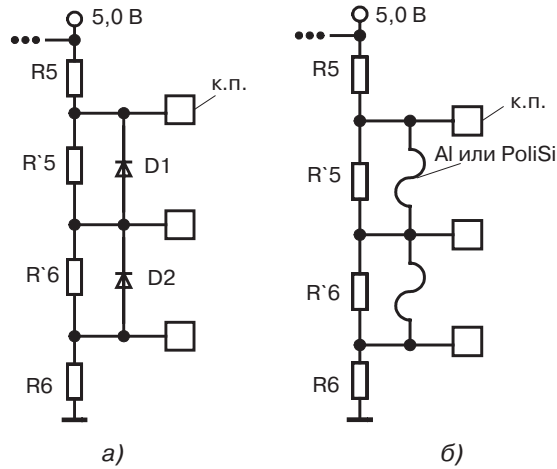


Рис. 3.19. Схема включения диодных (а), поликремниевых и металлических Al (б) перемычек

В процессе подгонки последовательно (или параллельно) секциям основного резистора подключаются (или отключаются) дополнительные секции резисторов (рис. 3.19).

На рис. 3.19а показан случай параллельного подключения диодных перемычек, а на рис. 3.19б — поликремниевых и металлических перемычек. Выбор первого или второго метода определяется конкретными возможностями используемого для изготовления ИМС базового технологического процесса.

На рис. 3.20 представлена типовая структура диодных, металлических и поликремниевых перемычек, используемых для подгонки параметров в процессе серийного производства.

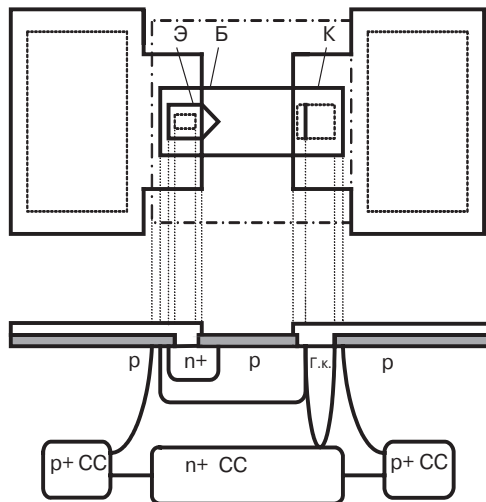


Рис. 3.20. Эскизная топология и структура диодных перемычек

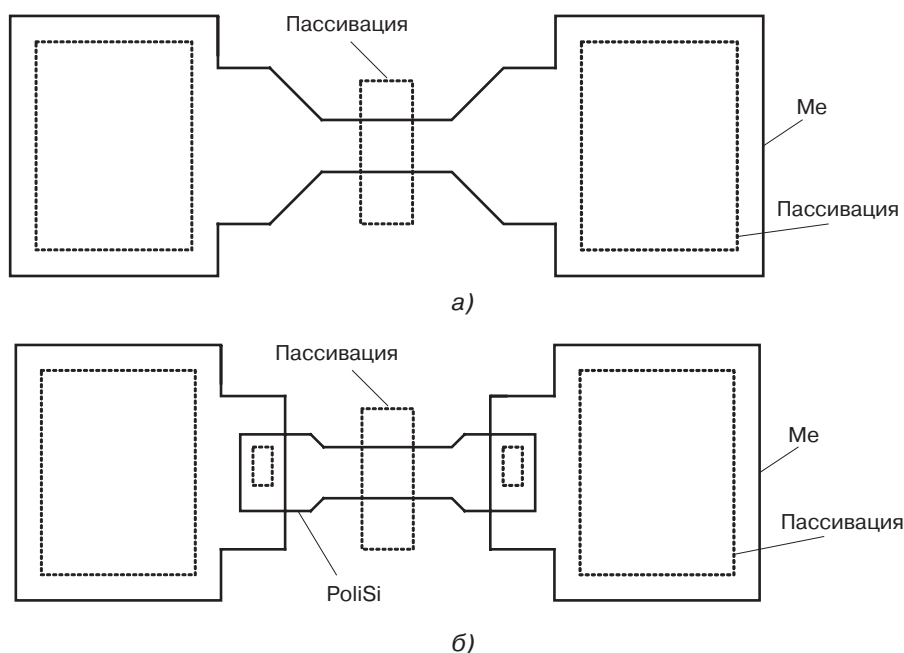


Рис. 3.21. Эскиз конструкции пережигаемых перемычек — металлическая (а) и поликремневая (б)

На рис. 3.21 представлен эскиз топологии металлической (а) и поликремневой (б) пережигаемых перемычек.

3.2.9. Электрическая и лазерная подгонка параметров микросхем в процессе производства

По способу реализации процесса подгонки параметров различают электрическую подгонку параметров и подгонку с использованием лазера (табл. 3.5). При электрической подгонке возможно пережигание металлических перемычек (Al), диодных перемычек и поликремневых перемычек.

Таблица 3.5. Методы реализации операции подгонки численных значений электрических параметров микросхем силовой электроники

| Виды подгонки | Используемые материалы перемычек |
|------------------------|--|
| Электрическая подгонка | Металлические (алюминиевые – Al) перемычки |
| | Диодные перемычки |
| | Поликремневые перемычки |
| Лазерная подгонка | Поликремневые перемычки |
| | Металлические резисторы на основе хрома (Cr) |

Для реализации этой ситуации в процессе проектирования микросхемы необходимо предусмотреть размещение дополнительных контактных площадок, требуемых для установки на них зондов, на которые подается заданный импульс

тока в режиме пережигания. Все металлические и поликремневые перемычки (рис. 3.19) в исходном состоянии проводят ток. При подаче импульса тока в режиме пережигания выбранная перемычка перегорает, образуется обрыв в электрической цепи, что соответствует подключению параллельного или последовательного дополнительного сопротивления.

Диод (D1, D2) обычно включен в обратном направлении и следовательно закрыт. При подаче импульса тока в режиме пережигания необходимо, чтобы сопротивление диода стало равным нулю, что эквивалентно исключению из электрической схемы (рис. 3.19) резистора R'5 (или R'6). Однако режим электрического пережигания должен быть выбран так, чтобы образованный канал пробоя не выгорел совсем. В процессе пережигания наблюдаются две стадии необратимого пробоя:

- образование канала проводимости;
- полное выгорание диода.

Необходимо, чтобы произошла первая стадия и не произошла вторая стадия.

Очевидный недостаток метода электрической подгонки — необходимость размещения на кристалле ИМС ряда дополнительных контактных площадок для установки зондов и в связи с этим — малое количество перемычек для подгонки и в связи с этим — не очень высокая точность начальной установки выходного напряжения стабилизатора (от 0,5 до 2,0%).

Более высокую точность (от 0,5 до 0,001%) можно достичь при использовании методов лазерной подгонки. При лазерной подгонке перемычки из алюминия не используются, так как они отражают свет и их трудно пережечь лазером. Хорошо пережигаются перемычки из поликремния. Луч лазера должен иметь малый диаметр (не более 5 мкм) и такую мощность, которая бы пережгла перемычку и не нарушила структуру кристалла под перемычкой. Возможна также подгонка резисторов из металлов (Cr), однако в этом случае резисторы должны иметь специальную форму или луч лазера должен изменять направление в процессе подгонки, что вызывает дополнительные трудности при составлении соответствующих программ для электронных устройств управления лазером.

На рис. 3.22 представлены два примера типовых топологических решений таких резисторов.

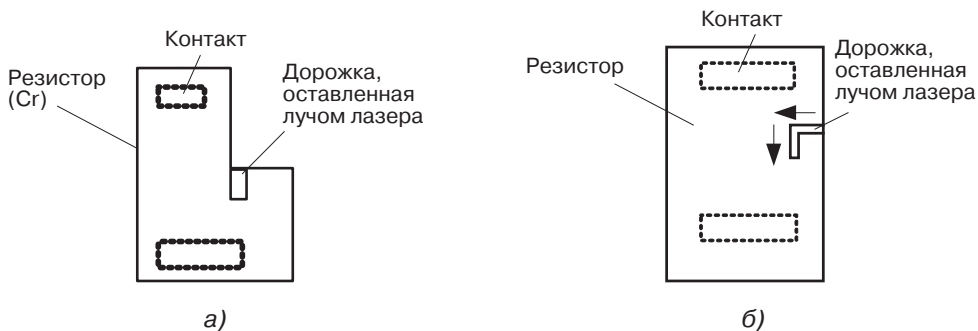


Рис. 3.22. Типовые варианты топологических решений резисторов для их подгонки лазерным лучом

3.3. Микросхемы управления импульсными источниками питания

3.3.1. Структурная схема и принцип работы микросхемы управления импульсными источниками питания

Основной недостаток рассмотренных выше микросхем линейных стабилизаторов — это большая мощность, рассеиваемая на проходном транзисторе, что ограничивает область их применения. Основное достоинство импульсных источников питания заключается в их способности обеспечить большую мощность в нагрузке, имея при этом высокий коэффициент полезного действия (КПД) и малые габариты. В отличие от линейных стабилизаторов, в импульсных источниках питания проходной транзистор переключается с большой частотой (от 20 кГц до 5,0 МГц). Ключевой транзистор коммутирует индуктивный элемент (обмотку трансформатора либо дроссель), в котором накапливается энергия, пропорциональная времени открытого состояния транзистора. После закрытия ключевого транзистора энергия, накопленная в индуктивном элементе, передается в нагрузку. Благодаря тому, что на проходном транзисторе не происходит падения напряжения $U_{вх} - U_{вых}$, импульсные ИМС рассеивают гораздо меньшую мощность по сравнению с линейными стабилизаторами. Импульсные источники питания имеют более высокий КПД.

Большая частота переключения позволяет использовать индуктивные элементы малых значений и, соответственно, малых размеров. Кроме того, пульсирующее напряжение большой частоты можно «сгладить» емкостью небольшого значения. В качестве ключа обычно используется мощный, быстродействующий MOSFET, который по своим характеристикам предпочтительнее биполярного транзистора. Изменением времени включения MOSFET производится регулирование количества энергии, передаваемой во вторичную цепь так, что выходное напряжение источника питания остается независимым от изменения нагрузки.

Поскольку сигнал управления мощным транзистором, выдаваемый с микросхемы, представляет собой последовательность прямоугольных импульсов с шириной, пропорциональной управляющему сигналу, то такие микросхемы называют еще ШИМ-контроллерами [19], или ИМС управления импульсными источниками питания [22]. Типовая структурная схема, поясняющая работу импульсного источника питания, приведена на рис. 3.23.

Блок выпрямителя сглаживает пульсации сетевого напряжения. Микросхема контроллера импульсным источником питания, как правило, включает в себя источник питания с блоками опорного напряжения ($U_{оп}$), усилитель сигнала ошибки (УСО), ШИМ-компаратор, генератор пилообразных напряжений, блок логики, формирователь управляющих напряжений, блок защиты от повышенной температуры кристалла $t^{\circ}\text{C}$, повышенного выходного тока и тока короткого замыкания, повышенного и пониженного напряжения питания сети.

Источник питания ИМС содержит в своем составе источник опорного температурнезависимого напряжения. Служит источником питания для формирования напряжения питания всех блоков ИМС и для выработки опорного напряжения.

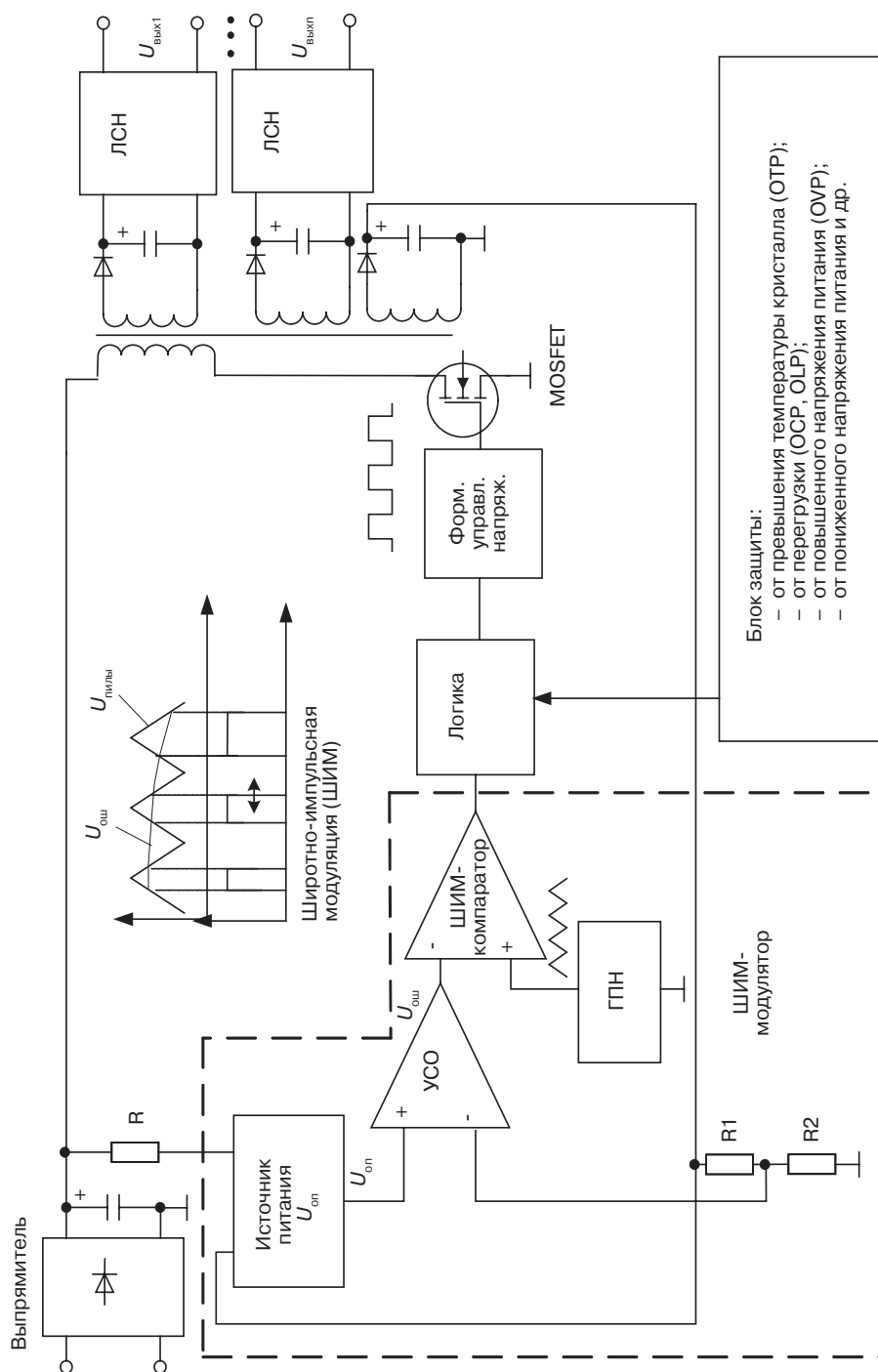


Рис. 3.23. Схема импульсного источника питания с использованием ШИМ-контроллера: УСО – усилитель сигнала ошибки; ГПН – генератор пилообразного напряжения; ЛСН – линейный стабилизатор напряжения

Опорное термостабилизированное напряжение подается на усилитель сигнала ошибки, на второй вход которого подается выпрямленный сигнал со вторичной обмотки импульсного трансформатора. Усиленная разница сигналов поступает на ШИМ-компаратор. Это напряжение сравнивается с напряжением, вырабатываемым генератором пилообразных напряжений (ГПН). На выходе ШИМ-компаратора появляется прямоугольный сигнал в случае, если пилообразное напряжение превышает напряжение сигнала ошибки $U_{\text{ош}}$. Таким образом, чем выше напряжение сигнала $U_{\text{ош}}$, тем меньшая длительность импульса на выходе ШИМ-компаратора. Так происходит широтно-импульсная модуляция. Этот сигнал проходит блок логики, усиливается и подается на затвор мощного MOSFET-транзистора. MOSFET может быть отдельным полупроводниковым прибором или может входить в состав ИМС.

На блок логики поступает сигнал с блока защит. Как правило, в ИМС управления импульсными источниками питания имеются схемы защиты от повышенной температуры кристалла, от повышенного тока нагрузки и короткого замыкания в нагрузке, от скачков сетевого напряжения по верхней границе OVP и по нижней границе.

3.3.2. Структурная схема и принцип работы микросхемы ШИМ-контроллера с дополнительной обратной связью по току

В последнее время в энергосберегающих устройствах широкое распространение получили контроллеры с обратной связью по току (Current mode) [19, 22], типовая структура которого представлена на рис. 3.24.

В таких микросхемах при регулировании с дополнительной обратной связью по току ($D_{\text{ост}}$) силовой ключ выключается при достижении током первичной обмотки трансформатора некоторого порогового значения, которое задается выходным сигналом усилителя ошибки. При высоком уровне сигнала ошибки $U_{\text{ош}}$ на выходе триггера Q устанавливается низкий уровень сигнала и MOSFET закрывается. При низком уровне $U_{\text{ош}}$ на выходе Q устанавливается высокий уровень сигнала, MOSFET открывается и будет открыт столько тактов, сколько потребуется для установления требуемого значения $U_{\text{вых}}$.

Частотно-импульсная модуляция (ЧИМ) также используется в импульсных источниках питания. Реализуется путем уменьшения частоты (вырезанием) каждого второго, третьего импульса ШИМ-модулятора. Как правило, это делается в случае уменьшения тока нагрузки, для снижения собственного тока потребления микросхемы (так называемый «зеленый» режим работы ИМС).

Обычно запуск работы микросхемы ШИМ-контроллера обеспечивается выпрямленным напряжением высоковольтного моста через высокоомный (от 40 до 100 кОм) резистор. Дальнейшее питание микросхемы происходит выпрямленным напряжением со вторичной обмотки импульсного трансформатора (рис. 3.25а, б). Однако резистор R3, который обеспечивает запуск работы ИМС, остается подключенным к микросхеме и через него продолжается течь ток в рабочем режиме. Существуют классические ИМС ШИМ-контроллеров (рис. 3.25а) и ИМС ШИМ-контроллеров с использованием дополнительной обратной связи по току (рис. 3.25б) [23].

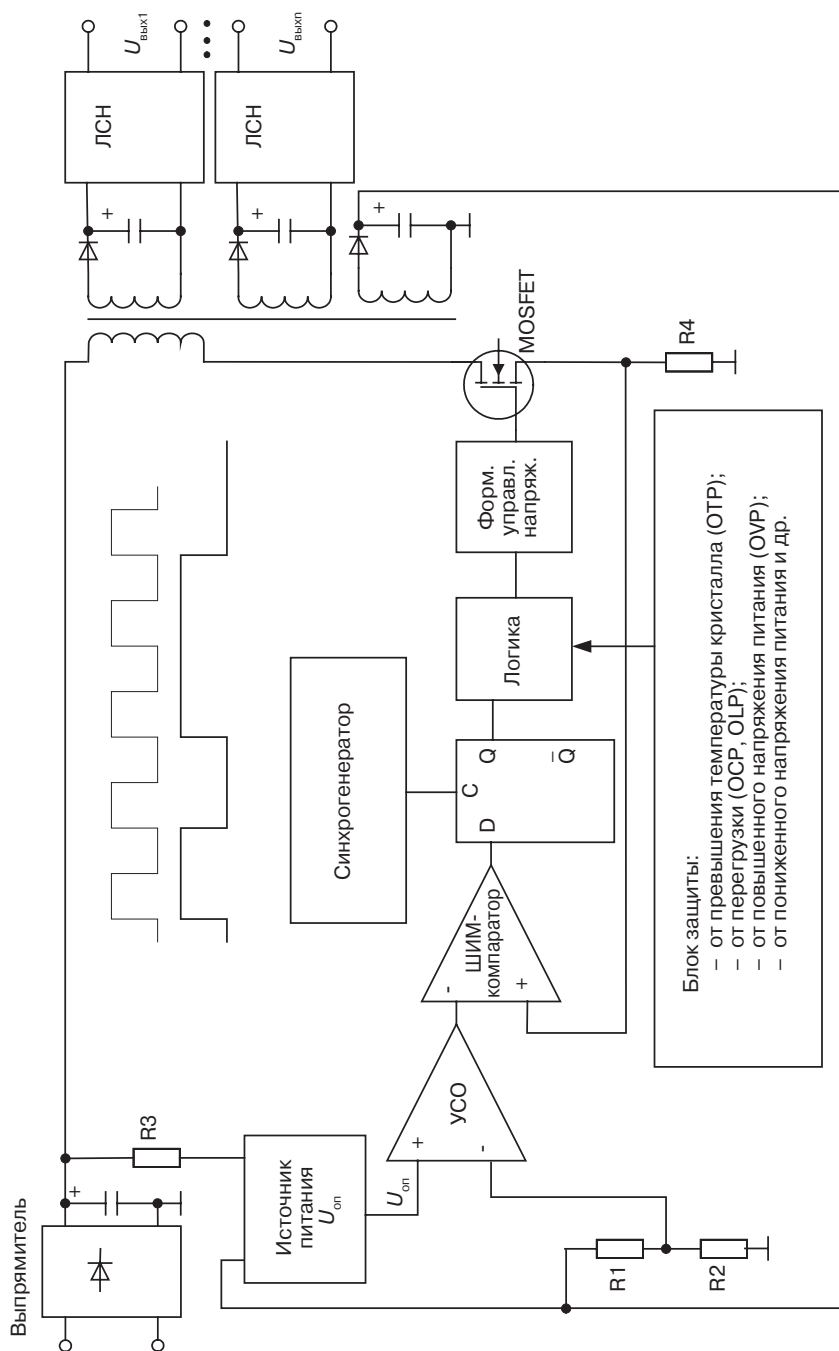


Рис. 3.24. Типовая структура микросхемы импульсного источника питания с использованием ШИМ-контроллера с дополнительной обратной связью по току

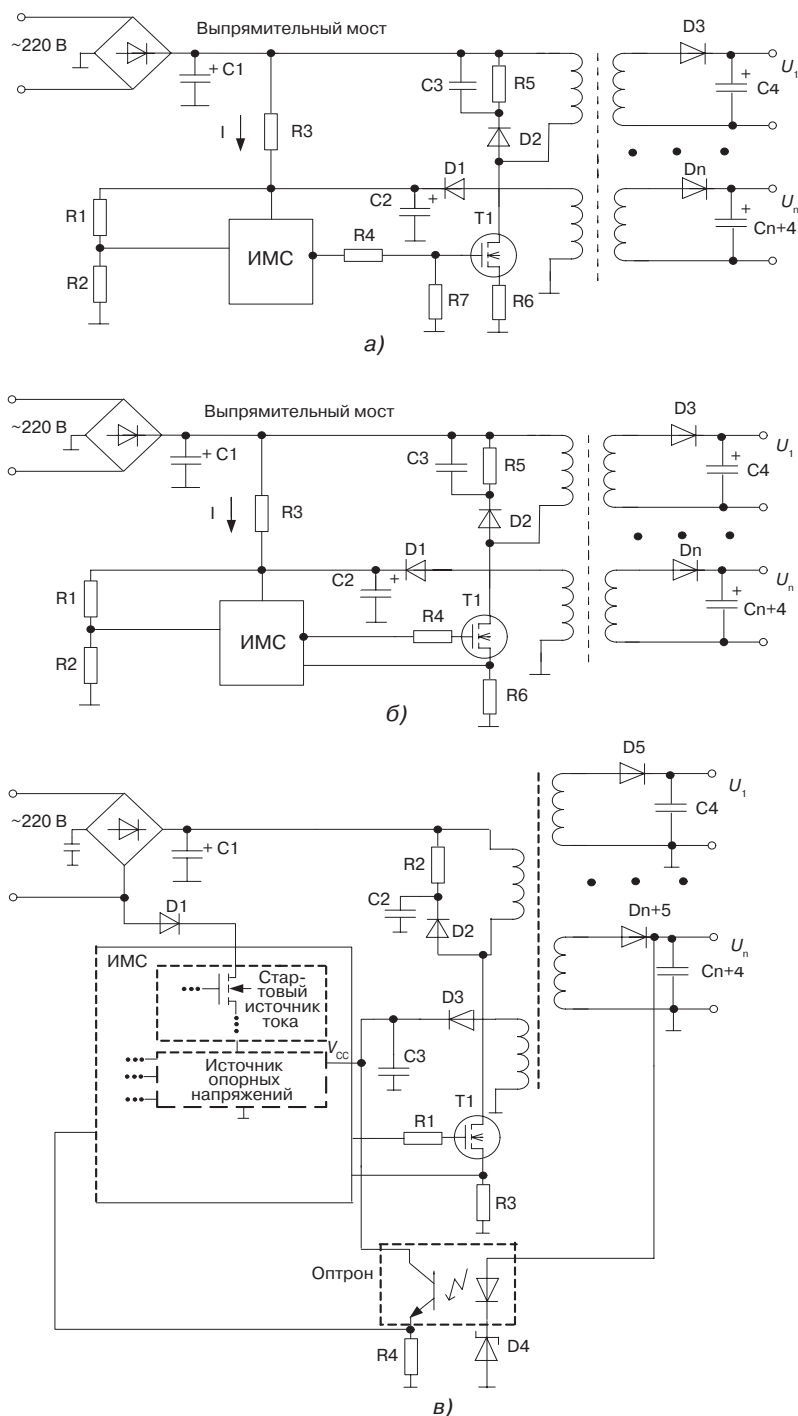


Рис. 3.25. Электрические схемы источников питания ИМС ШИМ-контроллеров: классического (а); с дополнительной обратной связью по току (б); с использованием запускающего высоковольтного блока (в)

Более совершенные ИМС управления импульсными источниками питания имеют высоковольтный блок, подключаемый к высокому напряжению (рис. 3.25в). Он обеспечивает запуск работы микросхемы и отключается после запуска. Таким образом, на нем не рассеивается мощность во время работы источника питания.

3.3.3. Микросхемы импульсных стабилизаторов напряжения

Микросхемы импульсных стабилизаторов напряжения содержат такие же основные функциональные блоки, что и ранее рассмотренные микросхемы управления импульсными источниками питания. Отличие заключается в том, что вместо трансформатора здесь используют индуктивность, а электрическая цепь обратной связи по напряжению образуется не со вторичной обмотки трансформатора, а с резистивного делителя выходного напряжения. Конструктивно этот резистивный делитель может быть выполнен как непосредственно на кристалле ИМС, так и быть внешним. В зависимости от способов подключения индуктивности и диода различают три типа импульсных стабилизаторов: повышающий (рис 3.26а), понижающий (рис 3.26б) и инвертирующий (понижающе-повышающий) (рис 3.26в) импульсные стабилизаторы [19, 24].

Ниже приведены простейшие формулы расчета численных значений величины выходного напряжения для повышающего и понижающего стабилизаторов напряжения.

Для повышающего стабилизатора:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}} \times T}{T - t_0}. \quad (3.11, \text{ а})$$

Для понижающего стабилизатора:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}} \times t_0}{T}. \quad (3.11, \text{ б})$$

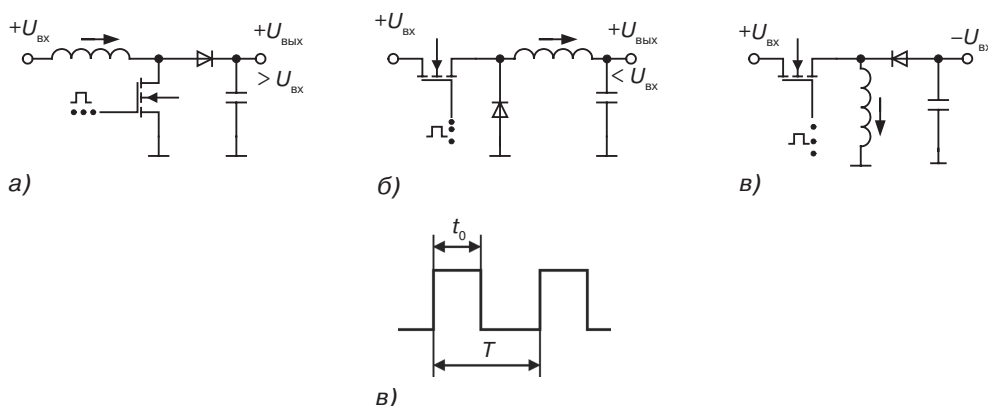


Рис. 3.26. Импульсные стабилизаторы напряжения: повышающий (а), понижающий (б), инвертирующий (понижающе-повышающий) (в), период следования импульсов на затворе МОП-транзистора (г)

Для инвертирующего стабилизатора:

$$U_{\text{ВЫХ}} = -U_{\text{ВХ}}, \quad (3.11, \text{ в})$$

где t_0 — время открытого состояния выходного ключевого транзистора; T — период следования импульсов (рис 3.26г).

Следует выделить основные преимущества микросхем импульсных стабилизаторов напряжения по сравнению с микросхемами линейных стабилизаторов:

- 1) более высокий КПД в случае, когда $U_{\text{ВХ}} \gg U_{\text{ВЫХ}}$, поскольку на проходном транзисторе не рассеивается дополнительная мощность $P = (U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}}) \times I_{\text{н}}$ и, следовательно, более широкая область применения по входному напряжению (здесь: $U_{\text{ВХ}}$ — входное нестабилизированное напряжение, $U_{\text{ВЫХ}}$ — выходное стабилизированное напряжение, $I_{\text{н}}$ — ток нагрузки);
- 2) возможность реализации как функций понижения выходного напряжения, так и его повышения и инверсии (линейный стабилизатор только понижает входное напряжение).

Основной недостаток микросхем импульсных стабилизаторов и микросхем управления импульсными источниками питания — это наличие дополнительных помех и шумов. При применении этих микросхем в составе конкретных устройств необходимо использовать специальные «заградительные» фильтры, чтобы предотвратить попадание помех в сеть переменного тока, а также использовать известные методы коррекции коэффициента мощности [15], некоторые из них будут рассмотрены в следующем разделе.

3.3.4. Коррекция коэффициента мощности

Устройства преобразования энергии, которыми являются импульсные источники питания, если они спроектированы без учета их воздействия на электрическую сеть питания, отрицательно влияют как на работу самой сети, так и на работу другой аппаратуры, подключенной к этой сети. Низкий коэффициент мощности при работе такого устройства является свидетельством дополнительной загрузки сети питания, увеличенного содержания гармоник в потребляемом токе, возросшего уровня помех как на входе преобразователя, так и на его выходе. Известно, что оптимальная нагрузка для сети создается при коэффициенте мощности α , равном 1. Для электрической сети питания такая нагрузка эквивалентна резистору, потребляющему, как известно, только активную мощность (рис 3.27).

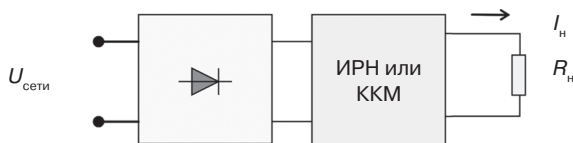


Рис. 3.27. Блок-схема импульсного источника питания с корректором коэффициента мощности

Самое общее определение коэффициента мощности — это отношение величины активной (полезной) мощности, отбираемой от сети, к величине полной (активной и реактивной) мощности. В общем виде выражение для оценки величины коэффициента мощности можно записать в виде:

$$\alpha = \frac{P}{U_{\text{сети}} \cdot I_{\text{сети}}} [\text{Вт/В} \cdot \text{А}], \quad (3.12)$$

где P — величина мощности, рассеиваемая на нагрузочном резисторе $R_{\text{н}}$; $U_{\text{сети}}$ — величина действующего напряжения питающей сети; $I_{\text{сети}}$ — величина тока потребления от сети питания.

Коэффициент мощности (α) показывает, какая часть потребляемой из первичной сети энергии идет на преобразование, а какая часть энергии не совершает полезной работы (реактивная составляющая), в частности, вынуждая разработчика аппаратуры во избежание перегрева применять соединительные провода с увеличенным сечением.

На практике отсутствие корректора коэффициента мощности приводит к следующему. При традиционном построении источника питания, когда его входная цепь содержит выпрямительный мост и сглаживающий конденсатор (реактивная нагрузка), ток из сети потребляется кратковременно в виде коротких импульсов, совпадающих с пиковым значением входного напряжения, при этом в сети появляются высшие гармоники тока и искажается форма напряжения сети (рис. 3.28).

Известно, что основную опасность представляют все кратные третьей гармонике тока [15]. Эти гармоники из каждой фазы суммируются в нулевом проводнике трехфазной сети, что может привести к его перегреву и даже к возгоранию электрической изоляции. Задача корректора коэффициента мощности состоит в том, чтобы сформировать входной ток источника питания синусоидальной формы, по фазе полностью совпадающий с входным напряжением, т.е. фактически спроектировать устройство так, чтобы источник питания по отношению к первичной сети питания являлся активной нагрузкой.

Чаще всего схему корректора коэффициента мощности создают на основе повышающего регулятора (стабилизатора) напряжения.

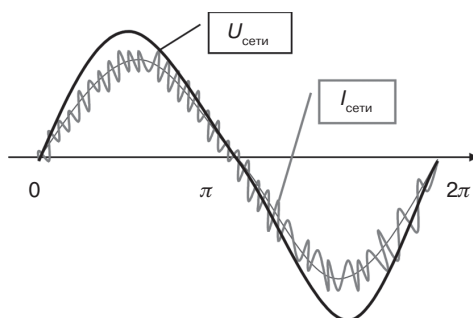


Рис. 3.28. Эюры напряжения и тока в сети питания переменного тока при работе импульсного источника питания (постоянная $\pi = 3,14159\dots$)

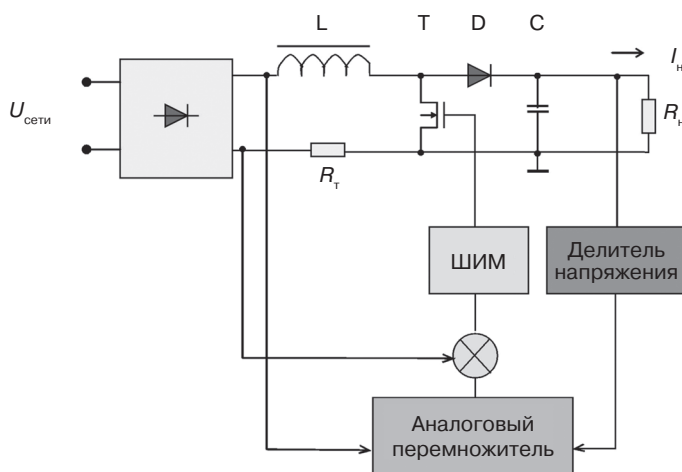


Рис. 3.29. Функциональная схема импульсного источника питания с коррекцией коэффициента мощности

На рис. 3.29 представлена упрощенная функциональная схема импульсного источника питания с встроенным блоком корректора коэффициента мощности. При работе этого импульсного источника питания транзистор T переключается с частотой, гораздо большей частоты питающей сети (больше 20 кГц, 50 Гц, соответственно). Следовательно, ток дросселя L и ток сети содержат высокочастотную составляющую. Аналоговый перемножитель создает аналоговый сигнал синусоидальной формы, перемножая выпрямленное сетевое напряжение с частью выходного напряжения корректора. В результате на выходе аналогового перемножителя формируется импульс тока, повторяющий форму выпрямленного сетевого напряжения и амплитуду, зависящую от выходного напряжения (рис. 3.30).

Схема управления, реализованная по данному принципу, позволяет получать ток, отбираемый от сети близким к синусоиде и, кроме того, поддерживать стабильным значение величины постоянного напряжения на нагрузке корректора R_H .

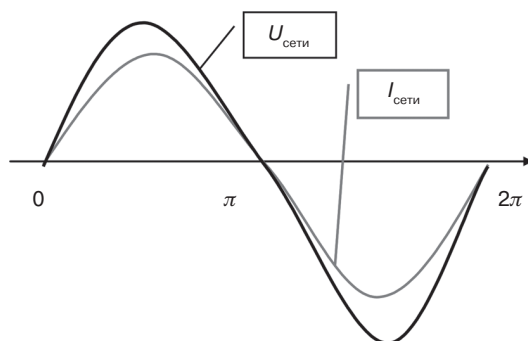


Рис. 3.30. Эпюры напряжения и тока в сети переменного тока при работе импульсного источника питания с корректором коэффициента мощности

3.3.5. Схемотехника микросхем импульсных стабилизаторов напряжения

Схемотехника и особенности применения отечественных микросхем для источников питания достаточно широко освещены в литературе [19, 21, 23, 25, 26]. Описание особенностей работы импульсных источников питания также можно найти в специальной литературе, например, [15, 18]. Как известно, в импульсных источниках питания входное нестабилизированное напряжение преобразуется в достаточно высокочастотное (более 20 кГц). При этом, чтобы получить требуемый уровень стабилизации, необходимо провести регулирование коэффициента заполнения импульсного напряжения и затем осуществить процесс выпрямления, что и обеспечивает стабильное постоянное выходное напряжение источника питания. В понижающих импульсных стабилизаторах значение выходного напряжения ($U_{\text{вых}}$) всегда ниже входного ($U_{\text{вх}}$) и определяется простым выражением [26, 61]:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \times \frac{t}{T}, \quad (3.13)$$

где t — время открытого состояния выходного ключевого транзистора; T — период следования импульсов.

Коэффициент полезного действия (КПД) преобразования таких микросхем достаточно высокий — 70–95%, поскольку их входная цепь «развязана» с выходной по постоянному току.

Как известно, импульсные стабилизаторы напряжения могут работать с использованием как релейного (гистерезисного) способа преобразования, так и путем широтно-импульсной модуляции (ШИМ) (с регулированием по напряжению или по току) [27].

На рис. 3.31 приведена структурная схема релейного импульсного понижающего стабилизатора напряжения, построенная на основе микросхемы IL34063, которая может применяться в понижающих, повышающих и инвертирующих импульсных стабилизаторах.

Здесь рабочая частота колебаний задается выбором соответствующих численных значений емкости конденсатора $C3$ и сопротивления резистора $R1$. Кроме того, рабочая частота стабилизатора повышается с ростом входного напряжения, поскольку при этом увеличивается скорость нарастания тока в индуктивности $L1$. Когда напряжение на выводе 5 цепи обратной связи достигает значения, равного значению опорного напряжения, компаратор через логический элемент и триггер закрывает выходной каскад и прерывает прохождение импульсов на выход 2 микросхемы. Стабилизатор работает в режиме генерации пакетов импульсов, т.е. когда величина напряжения на выводе 5 больше величины опорного напряжения 1,25 В, на выходе присутствуют импульсы, а когда ниже — импульсы отсутствуют. Наличие пульсаций на входе обратной связи — обязательное условие нормальной работы импульсного гистерезисного стабилизатора. Так, на выходе представленного на рис. 3.31 понижающего стабилизатора значение пульсаций напряжения составляет 120 мВ. Для того чтобы его уменьшить до 40 мВ, к выходу стабилизатора дополнительно подключается фильтр $L2$, $C4$. КПД такого стабилизатора составляет ~80%.

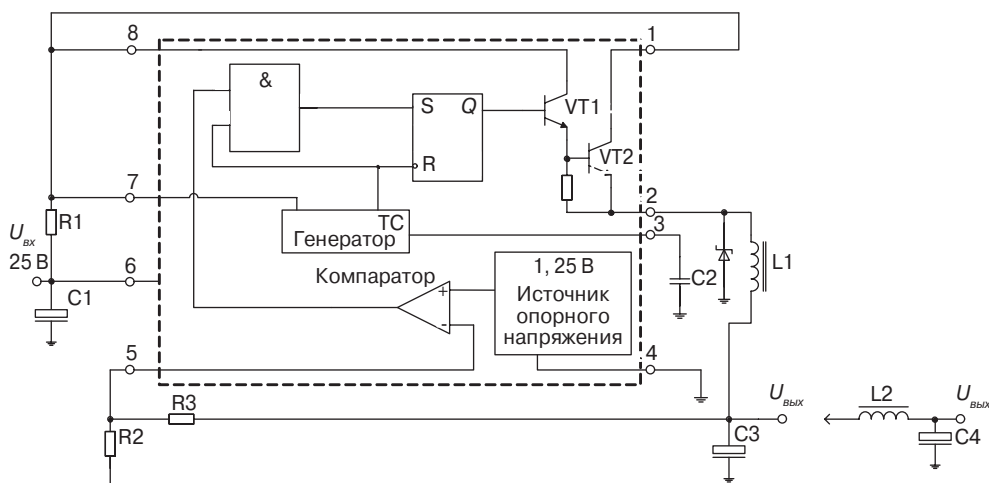


Рис. 3.31. Структурная схема релейного импульсного стабилизатора напряжения с микросхемой IL34063, где: C1 – конденсатор электролитический емкостью $100 \text{ мкФ} \pm 10\%$; C2 – конденсатор емкостью $470 \text{ пФ} \pm 10\%$; C3 – конденсатор электролитический емкостью $470 \text{ мкФ} \pm 10\%$; C4 – конденсатор электролитический емкостью $100 \text{ мкФ} \pm 10\%$; R1 – резистор сопротивлением $0,33 \text{ Ом} \pm 5\%$; R2 – резистор сопротивлением $1,2 \text{ кОм} \pm 5\%$; R3 – резистор сопротивлением $3,6 \text{ кОм} \pm 5\%$; L1 – индуктивность 220 мкГн ; L2 – индуктивность $1,0 \text{ мГн}$; VD1 – диод

Максимальное численное значение величины выходного тока микросхемы импульсного стабилизатора напряжения IL34063 составляет от 0,8 до 1,5 А.

Как известно [27], более качественные характеристики имеют импульсные стабилизаторы, использующие метод широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Их рабочая частота, как правило, постоянна, что позволяет оптимизировать параметры индуктивности и емкости выходного фильтра и упрощает решение задачи фильтрации помех. Численные значения пульсаций выходного напряжения таких стабилизаторов значительно меньше, чем в релейных. Недостаток ШИМ-стабилизаторов с управлением по напряжению – реакция на скачкообразное изменение тока нагрузки или входного напряжения. Для обеспечения их устойчивости обязательно использование частотной коррекции в цепи отрицательной обратной связи.

Более совершенные динамические характеристики по сравнению со стабилизаторами с управлением по напряжению имеют ШИМ-стабилизаторы с управлением по току. Они же обладают и лучшей устойчивостью. В дополнение к цепи отрицательной обратной связи по напряжению их структурная схема включает и быстродействующую цепь обратной связи по току. Как правило, сигнал обратной связи по току поступает от датчика тока выходного ключа, выделяется на токоизмерительном резисторе и суммируется с сигналом обратной связи по напряжению.

В отечественном серийном производстве выпускается широкий спектр микросхем для понижающих импульсных стабилизаторов с ШИМ-регулированием – IL2576, IL2596, IL1501, IZ1583, IZ1591, IZ1412 и IZ2307. Рассмотрим более подробно схемотехнику и особенности применения этих наиболее распространенных ИМС.

Так, микросхемы IL2576, IL2596, IL1501 предназначены для импульсных стабилизаторов напряжения с фиксированным выходным напряжением 3,3; 5,0 и 12 В, а также для стабилизаторов с регулируемым внешним резистивным делителем на напряжение в диапазоне 1,2–37 В. Их выходной ток достигает 3 А. Рабочая частота фиксирована и составляет 52 кГц для IL2576 и 150 кГц для IL2596 и IL1501.

Рассмотрим более детально работу импульсного стабилизатора, построенного на основе микросхемы IL1501 (рис. 3.32, 3.33). Микросхема имеет встроенный источник опорного напряжения, примерно равного ширине запрещенной зоны полупроводника – 1,235 В. Опорное напряжение подается на неинвертирующий вход усилителя ошибки A1, на инвертирующий вход усилителя через резистивный делитель R1/R2 подается часть выходного напряжения. Усиленная разность напряжений через блок частотной компенсации поступает на инвертирующий вход ШИМ-компаратора A2. На его неинвертирующий вход подается пилообразное напряжение внутреннего генератора на частоту 150 кГц. Ширина импульса на выходе ШИМ-компаратора тем больше, чем меньше напряжение на выходе стабилизатора, причем коэффициент заполнения может регулироваться от 0 до 100%. Рассмотренная цепь обеспечивает регулирование по напряжению.

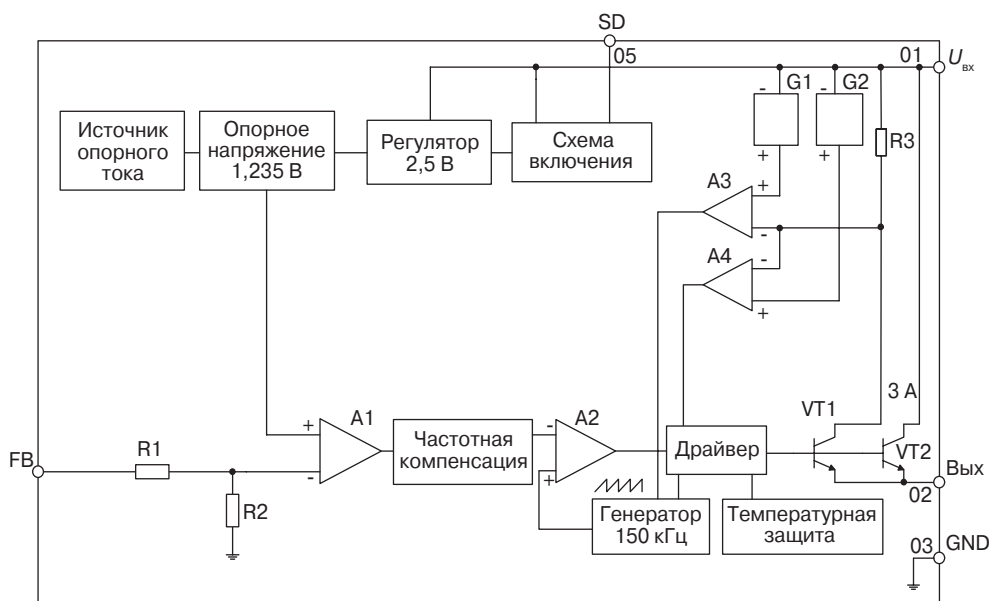


Рис. 3.32. Функциональная схема микросхемы IL1501, где: A1 – усилитель; A2–A4 – компараторы; G1 – источник постоянного напряжения 200 мВ; G2 – источник постоянного напряжения 220 мВ; R1 – R3 – резисторы; VT1, VT2 – транзисторы

В микросхеме предусмотрена защита от превышения рабочего тока выходного транзистора и критической температуры кристалла. При превышении тока резистора R3 компаратор A3 автоматически выключает внутренний генератор, а

компаратор А4 — драйвер выходного транзистора. В результате транзистор отключается, и на выходе импульсы отсутствуют. При превышении температуры кристалла $T_{кр} \geq 150^\circ\text{C}$ срабатывает встроенный блок температурной защиты и блокируется прохождение импульсов на выходной транзистор. Микросхема также имеет вход управления SD с ТТЛ уровнями управляющего напряжения. Подача на этот вход напряжения меньше 0,6 В разрешает работу стабилизатора, выше 2,0 В — блокирует его работу. В рабочем состоянии типовое значение тока потребления составляет 5 мА, в режиме сброса — 150 мкА.

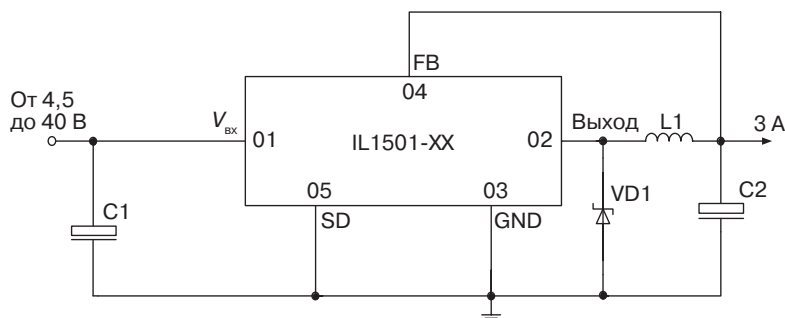


Рис. 3.33. Блок-схема импульсного стабилизатора напряжения с микросхемой IL1501, где: C1, C2 — конденсаторы электролитические; L1 — катушка индуктивности; VD1 — диод Шоттки 1N5825

Отечественные микросхемы IZ1583, IZ1591, IZ1412, IZ2307 — это регуляторы с управлением по току. Предназначены они для проектирования энергосберегающих импульсных стабилизаторов напряжения с регулируемым выходным внешним резистивным делителем напряжения от 1,2 до 21 В (IZ1583 и IZ1591), от 0,92 до 16 В (IZ1412) и от 0,925 до 20 В (IZ2307). Значение выходного тока у IZ1583 и IZ2307 достигает величины 3 А и 2 А, соответственно, у IZ1591 и IZ1412. Рабочая частота этих микросхем фиксирована и составляет 330–385 кГц.

В микросхеме IZ2307 (рис. 3.34), кроме того, предусмотрена возможность синхронного выпрямления — вместо внешнего выпрямляющего диода Шоттки используется внутренний МОП-транзистор, падение напряжения которого во включенном состоянии меньше, чем у открытого диода Шоттки. Пониженное значение опорного напряжения (0,92–0,925 В) у IZ1412, IZ2307 и синхронное выпрямление у IZ2307 позволяют создавать на их основе импульсные стабилизаторы с высоким КПД. Это особенно важно для источников питания с низким выходным напряжением.

На рис. 3.35 представлена блок-схема малогабаритного энергосберегающего импульсного стабилизатора напряжения, построенного на базе микросхемы IZ2307.

Как видно из этого рисунка, для построения стабилизатора требуется минимальное количество внешних дискретных элементов. Даже любой радиолюбитель легко может построить это энергосберегающее устройство для использования в бытовой аппаратуре.

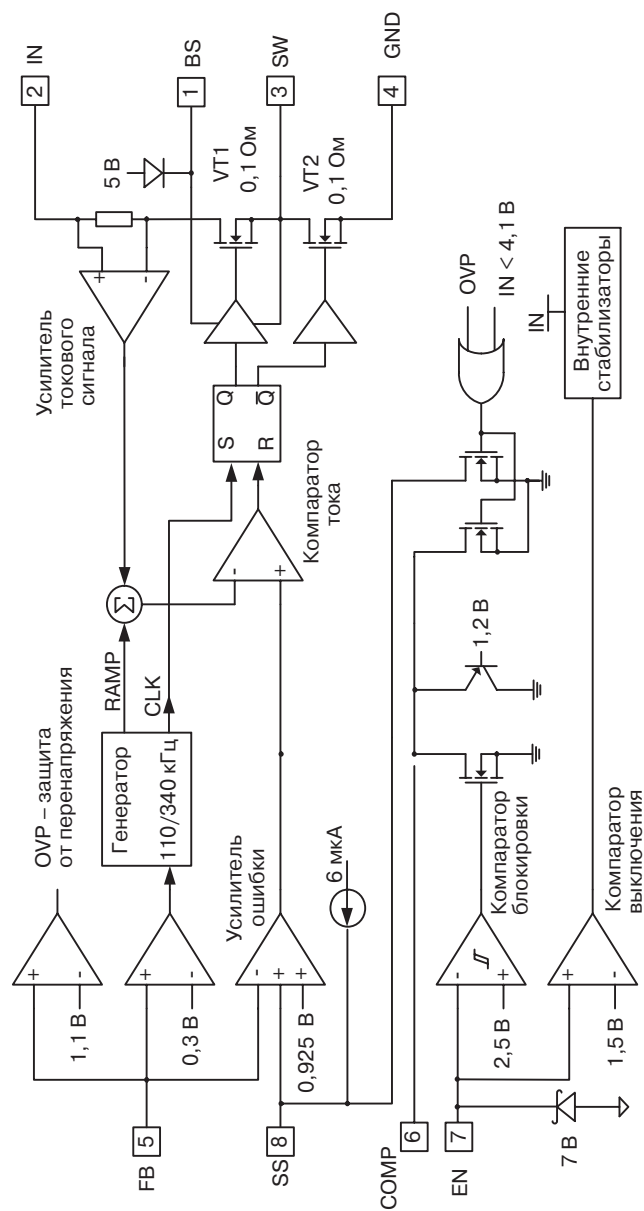


Рис. 3.34. Функциональная схема микросхемы IZ2307

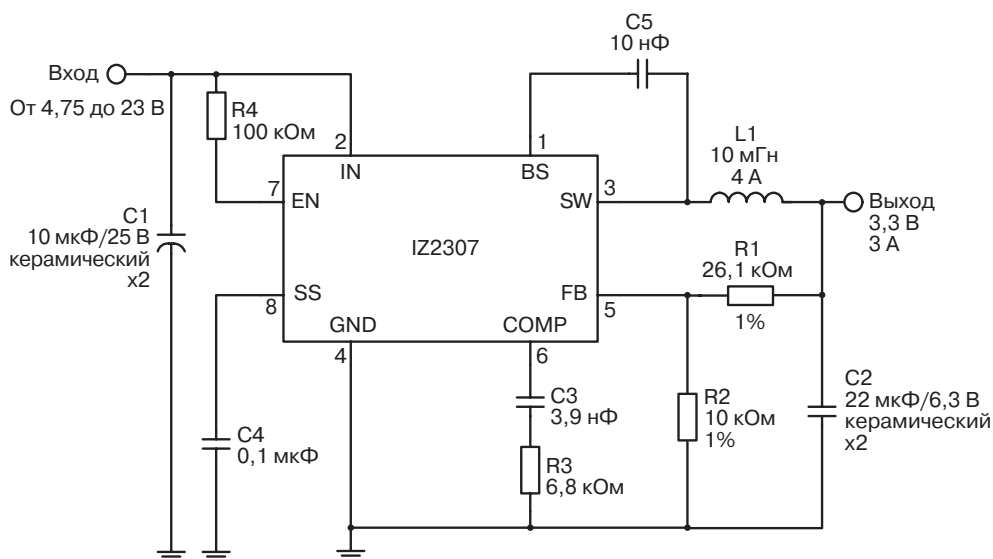


Рис. 3.35. Блок-схема импульсного стабилизатора напряжения с микросхемой IZ2307

Алгоритмы работы микросхем IZ1583, IZ1591, IZ1412 и IZ2307 достаточно близки. Рассмотрим для примера работу стабилизатора, построенную на основе микросхемы IZ1412 (рис. 3.36). Величина напряжения на выводе COMP микросхемы всегда будет пропорциональна значению пикового тока индуктивности стабилизатора. В начале рабочего цикла микросхемы верхний транзистор VT4 закрыт, нижний транзистор VT5 открыт.

Значение напряжения на выводе COMP выше, чем на выходе усилителя токового сигнала, и, следовательно, на выходе ШИМ-компаратора присутствует низкий уровень напряжения. Высокий уровень тактирующего сигнала внутреннего генератора переключает RS-триггер, выходы которого закрывают транзистор VT5 и открывают VT4. В индуктивности через транзистор VT4 начинает протекать ток от входного источника. Возрастающий ток индуктивности создает падение напряжения на резисторе R2, которое усиливается усилителем токового сигнала. пилообразное напряжение внутреннего генератора суммируется с выходным напряжением усилителя токового сигнала и сравнивается ШИМ-компаратором с выходным напряжением усилителя ошибки.

Когда сумма напряжений усилителя токового сигнала и генератора пилообразного сигнала превышает напряжение на выводе COMP, RS триггер переключается и транзисторы VT4 и VT5 возвращаются в исходное состояние. Суммирование значений выходного напряжения усилителя токового сигнала и генератора пилообразного сигнала приводит к тому, что к управлению по напряжению добавляется управление по току. Если суммарное напряжение меньше напряжения на выводе COMP, то низкий уровень напряжения на выходе внутреннего генератора тактирующего сигнала «сбрасывает» RS-триггер. Выход усилителя ошибки усиливает разницу напряжений между входом обратной связи FB и опорным напряжением, равным 0,92 В.

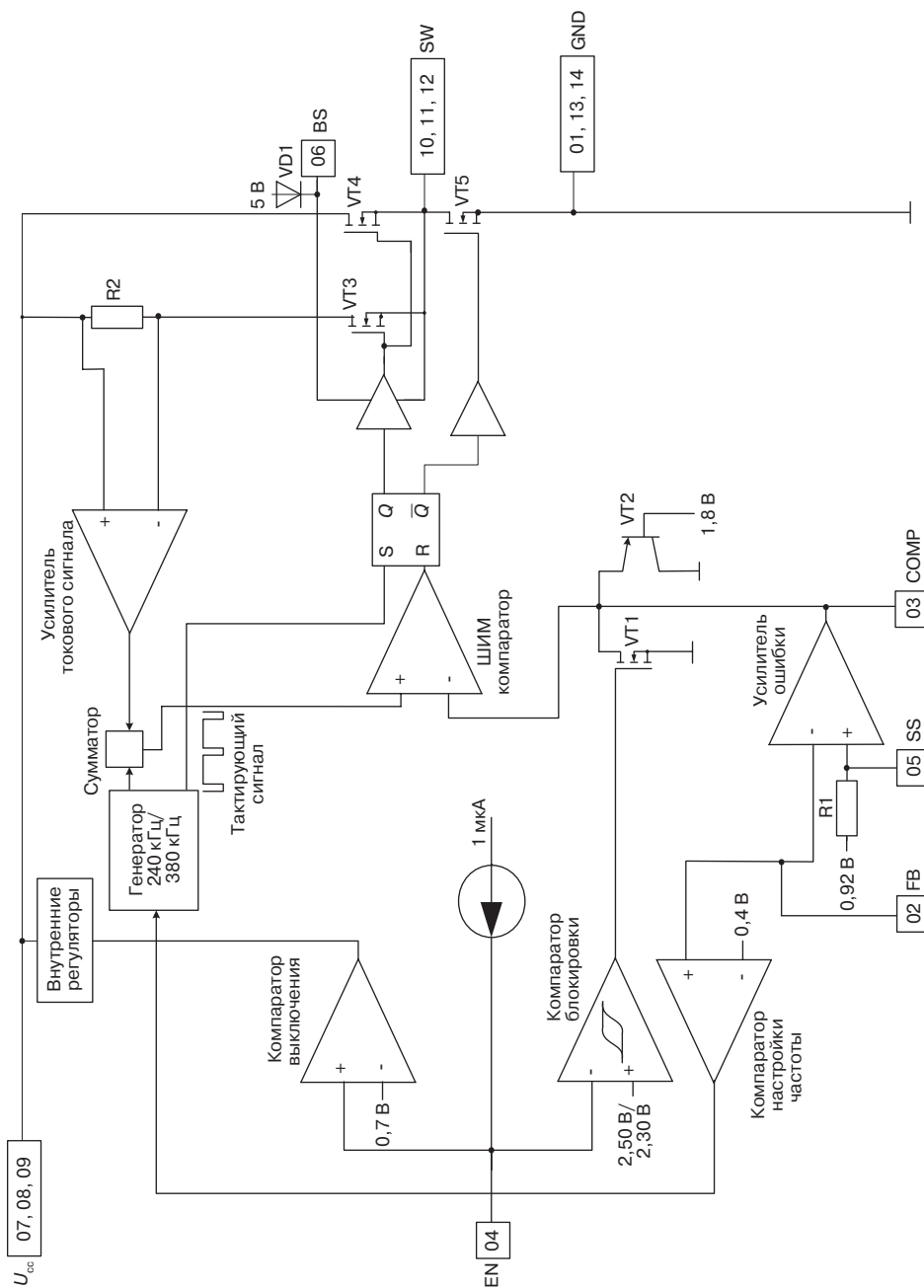


Рис. 3.36. Функциональная схема микросхемы IZ1412

Если напряжение на входе FB меньше 0,92 В, напряжение на выводе COMP увеличивается и наоборот. Таким образом, ширина импульса на выходе ШИМ-компаратора тем больше, чем меньше напряжение на выводе стабилизатора.

Выходное напряжение импульсного стабилизатора определяется резистивным делителем R3/R2 по формуле

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{FB}} \times \frac{R2}{R3 + R2}, \quad (3.14)$$

где $U_{\text{FB}} = 0,92\text{В}$ — напряжение обратной связи на выводе FB.

Типовое значение $R2 = 10\text{ кОм}$. Частота работы микросхемы — 380 кГц. Однако в режиме короткого замыкания ($U_{\text{FB}} = 0$) частота уменьшается до 240 кГц.

Микросхема имеет вход управления EN, который работает следующим образом: если напряжение на нем меньше 0,4 В, то работа стабилизатора блокируется, а выше 3,0 В — его работа разрешается. В рабочем состоянии типовое значение тока потребления составляет 1,1 мА, в режиме сброса — всего 23 мкА. Необходимо отметить то, что низкие значения токов потребления достигнуты благодаря изготовлению микросхемы по совмещенной комбинированной БиКДМОП-технологии, позволяющей реализовать достоинства биполярных, nМОП, рМОП (КМОП) и высоковольтных ДМОП-транзисторов. Микросхема также имеет регулируемую подключаемую внешней емкостью к выводу SS функцию «мягкого старта», которая позволяет минимизировать ток потребления и исключить вероятность перегрузки выхода при старте микросхемы, что существенно повышает ее надежность.

На рис. 3.37 представлена блок-схема энергосберегающего импульсного стабилизатора напряжения, построенного на базе микросхемы IZ1412 и одиннадцати «внешних» по отношению к микросхеме дискретных элементов.

Как известно, характеристики импульсного стабилизатора напряжения определяются не только электрическими параметрами используемой микросхемы, но и параметрами схемы «обвязки» — емкостей, индуктивности, диода. На примере определения параметров «внешних» компонентов микросхемы IZ1412 покажем основные правила их выбора [28].

Так, индуктивность L1 обеспечивает постоянное численное значение тока в нагрузке даже при допустимых изменениях входного напряжения. Чем больше индуктивность, тем меньше будут пульсации тока и, как результат, меньше и пульсации выходного напряжения.

Однако существенное увеличение значения индуктивности приведет к увеличению габаритов стабилизатора, последовательного сопротивления и/или к уменьшению тока насыщения. Поэтому на практике рекомендуется применять следующее правило: пульсации тока в индуктивности ΔI_L не должны превышать 30% максимального ограничения тока выходного ключевого транзистора (для IZ1412 это 3,4 А). Тогда значение индуктивности может быть рассчитано по формуле:

$$L = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{f_s \times \Delta I_L} \times \left(1 - \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \right), \quad (3.15)$$

где $f_s = 380\text{ кГц}$ — рабочая частота микросхемы.

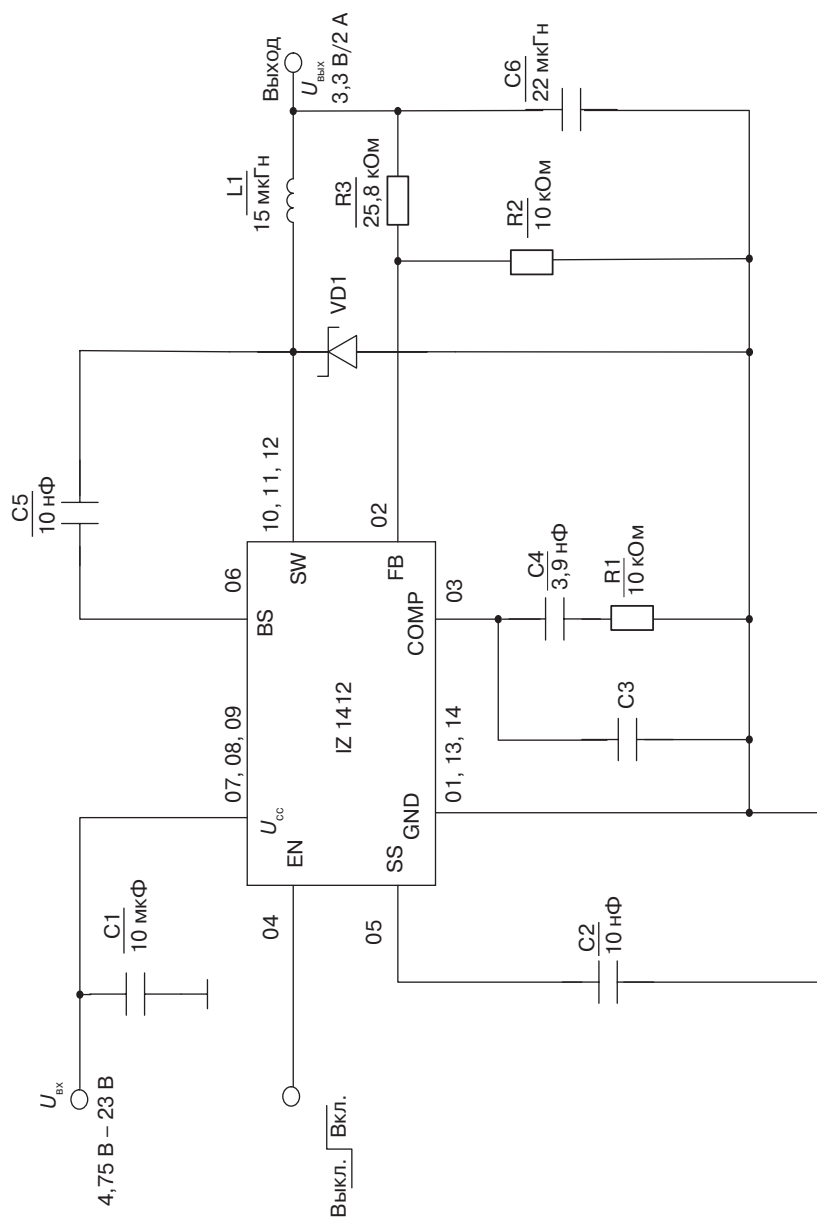


Рис. 3.37. Блок-схема импульсного стабилизатора напряжения на основе микросхемы IZ1412

Индуктивность не будет насыщаться при достижении максимального тока. Максимальный ток индуктивности $I_{L\text{макс}}$ может быть рассчитан по формуле:

$$I_{L\text{макс}} = I_{\text{НАГР}} + \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{2 \times f_s \times L1} \times \left(1 - \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}\right). \quad (3.16)$$

Выходной выпрямительный диод проводит ток индуктивности, когда верхний транзистор VT4 закрыт. Для повышения КПД импульсного стабилизатора рекомендуется использовать диод Шоттки, обратное пробивное напряжение которого больше, чем максимальное входное напряжение стабилизатора $U_{\text{ВХ МАКС}}$, и максимальный ток больше тока нагрузки стабилизатора $I_{\text{ВЫХ}}$.

Входное напряжение стабилизатора может изменяться, поэтому на входе необходим конденсатор C1. Лучше всего использовать керамический конденсатор, поскольку у него небольшое эквивалентное последовательное сопротивление R_{ESR} . Можно также применять электролитический или танталовый конденсатор с низким значением R_{ESR} . Действующее значение тока конденсатора C1 можно определить с помощью уравнения:

$$I_{C1} = I_{\text{НАГР}} \times \sqrt{\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \times \left(1 - \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}\right)}. \quad (3.17)$$

В худшем случае, когда $U_{\text{ВХ}} = 2U_{\text{ВЫХ}}$, $I_{C1} = I_{\text{ВЫХ}}/2$. Необходимо выбирать конденсатор, диапазон токов которого превышает половину максимального тока нагрузки стабилизатора $I_{\text{ВЫХ}}$. Пульсации входного напряжения $\Delta U_{\text{ВХ}}$ определяются выражением:

$$\Delta U_{\text{ВХ}} = \frac{I_{\text{НАГР}}}{f_s \times C1} \times \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \times \left(1 - \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}\right). \quad (3.18)$$

В отличие от релейного стабилизатора, для работы импульсного стабилизатора с ШИМ-регулированием не требуется наличия пульсаций выходного напряжения. Значение пульсаций напряжения на выходе $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ определяется в основном типом используемого конденсатора и вычисляется по формуле:

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{f_s \times L1} \times \left(1 - \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}\right) \times \left(R_{\text{ESR}} + \frac{1}{2\pi \times f_s \times C6}\right). \quad (3.19)$$

Применять можно керамический, танталовый или электролитический конденсаторы с низким значением эквивалентного последовательного сопротивления R_{ESR} . Самые низкие значения R_{ESR} у керамических конденсаторов, поэтому для них выражение (3.19) упрощается:

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{2\pi \times f_s^2 \times L1 \times C6} \times \left(1 - \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}\right). \quad (3.20)$$

При $C_6 = 22 \text{ мкФ}$, $L_1 = 15 \text{ мкГн}$, $f_s = 380 \text{ кГц}$, $U_{\text{BX}} = 5 \text{ В}$, $U_{\text{ВЫХ}} = 3,3 \text{ В}$ значение пульсаций выходного напряжения составляет всего 2,9 мВ.

Значения эквивалентного последовательного сопротивления R_{ESR} у электролитических и танталовых конденсаторов больше, чем у керамических. Для них выражение (4.19) имеет следующий вид:

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{f_s \times L_1} \times \left(1 - \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{BX}}} \right) \times R_{\text{ESR}}. \quad (3.21)$$

При $C_6 = 560 \text{ мкФ}$, $R_{\text{ESR}} = 0,03 \text{ Ом}$ (использован электролитический конденсатор с низким R_{ESR}), $L_1 = 15 \text{ мкГн}$, $f_s = 380 \text{ кГц}$, $U_{\text{BX}} = 5 \text{ В}$, $U_{\text{ВЫХ}} = 3,3 \text{ В}$ значение пульсаций выходного напряжения будет составлять 5,9 мВ.

Таким образом, при выборе выходного конденсатора следует иметь в виду, что для уменьшения пульсаций выходного напряжения необходимы конденсаторы с малым последовательным сопротивлением R_{ESR} .

Устойчивость работы стабилизатора обеспечивают внешние элементы коррекции C_4 , C_3 , R_1 . Схема коррекции наклона пилообразного напряжения устраняет возможность самовозбуждения стабилизатора на субгармониках, особенно при коэффициенте заполнения более 50%, который присущ стабилизаторам с обратной связью по току. Используется коррекция по типу «полос–нуль» частотной характеристики [16] с несколькими полюсами и нулями. Как известно, для обеспечения устойчивости систем с отрицательной обратной связью необходимо, чтобы фазовый сдвиг был меньше 180° на всех частотах, на которых коэффициент передачи цепи обратной связи превышает единицу. Для этого проще всего включить в схему емкость, с помощью которой можно задать частоту (полюс) и наклон характеристики, равный –6 дБ/октава (20 дБ/декада). За счет этого в большей части полосы пропускания фазовый сдвиг будет равен 90°. Иногда лучший результат можно получить, если использовать схему коррекции, которая сначала обеспечивает спад усиления с наклоном 6 дБ/октава (20 дБ/декада), а затем, начиная с некоторой частоты, – ровную характеристику (нуль характеристики). Схема коррекции, применяемая для микросхемы IZ1412, имеет несколько «полосов» и «нулей» характеристики.

Коэффициент усиления петли обратной связи определяется выражением

$$A_{\text{VDC}} = R_{\text{ВЫХ}} \times G_{\text{CS}} \times A_{\text{VEA}} \times \frac{U_{\text{FB}}}{U_{\text{ВЫХ}}}. \quad (3.22)$$

где $R_{\text{ВЫХ}}$ – значение сопротивления нагрузки; $G_{\text{CS}} = 1,95 \text{ А/В}$ – крутизна усилителя тока; $A_{\text{VEA}} = 400 \text{ В/В}$ – коэффициент усиления усилителя ошибки.

Микросхема IZ1412 имеет два полюса характеристики. Один определяется компенсирующей емкостью C_4 и выходным сопротивлением усилителя ошибки. Второй – выходным конденсатором C_6 и резистором нагрузки $R_{\text{ВЫХ}}$:

$$f_{\text{P1}} = \frac{G_{\text{EA}}}{2\pi \times C_4 \times A_{\text{VEA}}}; \quad (3.23)$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi \times C6 \times R_{\text{ВЫХ}}}, \quad (3.24)$$

где $G_{\text{EA}} = 830$ мкА/В — крутизна усилителя ошибки.

Система имеет один «нуль» характеристики, обусловленной компенсирующей емкостью $C4$ и компенсирующим резистором $R1$

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi \times C4 \times R1}. \quad (3.25)$$

Если емкость выходного конденсатора $C6$ большая и/или сопротивление R_{ESR} велико, возможны и другие «нули» характеристики системы. «Нуль», определяемый R_{ESR} и $C6$, равен

$$f_{\text{ESR}} = \frac{1}{2\pi \times C6 \times R_{\text{ESR}}}. \quad (3.26)$$

Для обеспечения устойчивости системы важно правильно выбрать частоту единичного усиления петли обратной связи (f_c). Слишком низкая частота приводит к медленной реакции микросхемы на изменения нагрузки, слишком высокая частота может привести к нестабильности системы. На практике лучше использовать частоту единичного усиления петли обратной связи, не превышающую одну десятую рабочей частоты микросхемы ($f_c \leq 0,1f_s$). Сопротивление компенсирующего резистора $R1$ задает частоту единичного усиления и определяется по формуле:

$$R1 = \frac{2\pi \times C6 \times f_c}{G_{\text{EA}} \times G_{\text{CS}}} \times \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{FB}}}. \quad (3.27)$$

Значение компенсирующей емкости $C4$ определяет запас по фазе. Желательно, чтобы частота f_{z1} была меньше одной четвертой частоты единичного усиления ($f_{z1} \leq 0,25f_c$). Тогда значение емкости будет определяться следующим выражением:

$$C4 > \frac{2}{\pi \times R1 \times f_c}. \quad (3.28)$$

В случае, когда последовательное сопротивление R_{ESR} выходной емкости $C6$ велико и частота f_{ESR} меньше половины рабочей частоты f_s , т.е.

$$\frac{1}{2\pi \times C6 \times R_{\text{ESR}}} < \frac{f_s}{2}, \quad (3.29)$$

требуется вторая компенсирующая емкость $C3$, и необходимо добавить третий полюс характеристики, определяемый значениями емкости $C3$ и сопротивлением резистора $R1$:

$$f_{p3} = \frac{1}{2\pi \times C3 \times R1}. \quad (3.30)$$

Таблица 3.7. Основные технические характеристики базовой серии микросхем управления импульсными источниками питания

| ИМС | Напря- жение питания U_{cc} , В | Ток потреб- ления, мА | Частота работы, кГц | Обратная связь по току | Защиты | | | | Технология |
|-------------------------|---|-----------------------------|---------------------------|------------------------------|---|------------------------------------|--|---|------------|
| | | | | | от пере- грузок по току (OCP, OLP) | гистерезис по питанию (UVLO) | от повы- шенного напря- жения питания (OVP) | от пони- женного напря- жения питания | |
| IL494 | 7,0—40,0 | ≤ 50 | 1—300 | — | — | — | — | — | Биполярн. |
| ILA4605-2, KP1087EY1 | 7,5—15,5 | ≤ 16 | 10—100 | — | + | + | + | + | Биполярн. |
| ILA3842A, IL3844 | 12—25 | ≤ 17 | 10—500 | + | + | + | + | + | Биполярн. |
| IL44608N40 | ≤ 50 В при запуске, 6,6—15 В рабочее | ≤ 3,6 | 40 ± 4 | + | + | + | + | + | БиКДМОП |
| IL44608N75 | | ≤ 4,0 | 75 ± 7 | | | | | | |
| IL44608N100 | | ≤ 4,5 | 100 ± 10 | | | | | | |
| ILP223 | 36—700 | 1,1—1,6 | 100 | + | + | + | + | + | БиКДМОП |
| IZP233 | 36—700 | 1,0—2,0 | 132/66 | + | + | + | + | + | БиКДМОП |
| IZY266 | 50—700 | 0,32 | 132 | + | + | + | + | + | БиКДМОП |

Значение $C3$ задается выражением:

$$C3 = \frac{C6 \times R_{\text{ESR}}}{R1}. \quad (3.31)$$

Приведенные практические рекомендации и теоретические выражения для определения параметров компенсирующих элементов применимы как для микросхем IZ1583, IZ1591, IZ1412, IZ2307, так и для других микросхем импульсных стабилизаторов с управлением по току.

Представленные серии микросхем импульсных понижающих стабилизаторов напряжения представляют собой современную элементную базу для экономичных малогабаритных источников питания портативной вычислительной, промышленной и бытовой техники.

Приведенные выше схемотехнические особенности организации, практические рекомендации по их применению, а также представленные математические выражения и формулы для выбора и расчета параметров элементов обрания позволят специалистам более эффективно использовать все возможности этих микросхем при построении широкого спектра энергосберегающих источников питания различного назначения.

В табл. 3.8 представлены основные технические характеристики базовой серии отечественных микросхем импульсных стабилизаторов напряжения.

Таблица 3.8. Основные технические характеристики базовой серии микросхем импульсных стабилизаторов напряжения

| ИМС | $U_{\text{вых}}^*, \text{ В}$ | $U_{\text{вх}}, \text{ В}$ | $I_{\text{вых макс}}^*, \text{ А}$ | $U_{\text{ос}}, \text{ В}$ | Частота $F, \text{ кГц}$ | Корпус | Технология |
|---------------------------------|--|----------------------------|------------------------------------|------------------------------|--------------------------|------------------------------|------------|
| <i>Понижающие стабилизаторы</i> | | | | | | | |
| IL1501, IL2596 | 3,3; 5,0; 12 Регулируемое 1,23...37 | 4,5–40 | 3 | 3,3; 5,0; 12; 1,23 | 150 | TO220 AB/5 TO-263-5-1 | Биполярная |
| IL2576 | 3,3; 5,0; 12; 15 Регулируемое 1,23...37 | 6–40 | 3 | 3,3; 5,0; 12; 15; 1,23 | 52 | TO220 AB/5 | Биполярная |
| IZ1583 | Регулируемое 1,22...21 | 4,75–23 | 3 | 1,222 | 385 | Бескорпусная (усл. SOIC8) | БиКДМОП |
| IZ1591 | Регулируемое 1,2...21 | 6,5–32 | 2 | 1,23 | 330 | Бескорпусная (усл. SOIC8) | БиКДМОП |
| IZ2307 | Регулируемое 0,925...20 | 4,75–23 | 3 | 0,925 | 340 | Бескорпусная (усл. SOIC8) | БиКДМОП |
| IZ1412 | Регулируемое 0,92...16 | 4,75–23 | 2 | 0,92 | 380 | Бескорпусная (усл. SOIC8) | БиКДМОП |
| <i>Повышающие стабилизаторы</i> | | | | | | | |
| IZ9261 | 1,5; 2,5; 3,3; 5,0 | 1,0–5,0 | > 0,06 | 1,2 | 120 | Бескорпусная | КМОП |
| IZ1937 | Регулируемое. Используется для стабили- зации тока светодиодов белого цвета | 2,5–10 | 0,32 (тип) | 0,095± 0,009 | 1200±400 | Бескорпусная | Биполярная |

3.3.6. Схемотехника микросхем управления импульсными источниками питания

В табл. 3.7 приведены основные технические характеристики базовой серии отечественных микросхем управления импульсными источниками питания с перечнем имеющихся в их составе различных встроенных (embedded) устройств защиты.

Кратко рассмотрим основные схемотехнические особенности этих типовых представителей базовой серии отечественных микросхем управления импульсными источниками питания.

ИЛ494. Микросхема работает на основе ШИМ-модуляции при фиксированной частоте и позволяет посредством применения двух управляющих сигналов изменять скважность выходных прямоугольных импульсов. Коэффициент заполнения выходного сигнала может меняться от 0 до 45%. В схеме имеются два выходных каскада, которые могут работать как в двухтактном, так и в параллельном режимах. Частоту импульсов можно изменять в пределах от 1 до 300 кГц с помощью внешних элементов (резистора и конденсатора) (рис. 3.38).

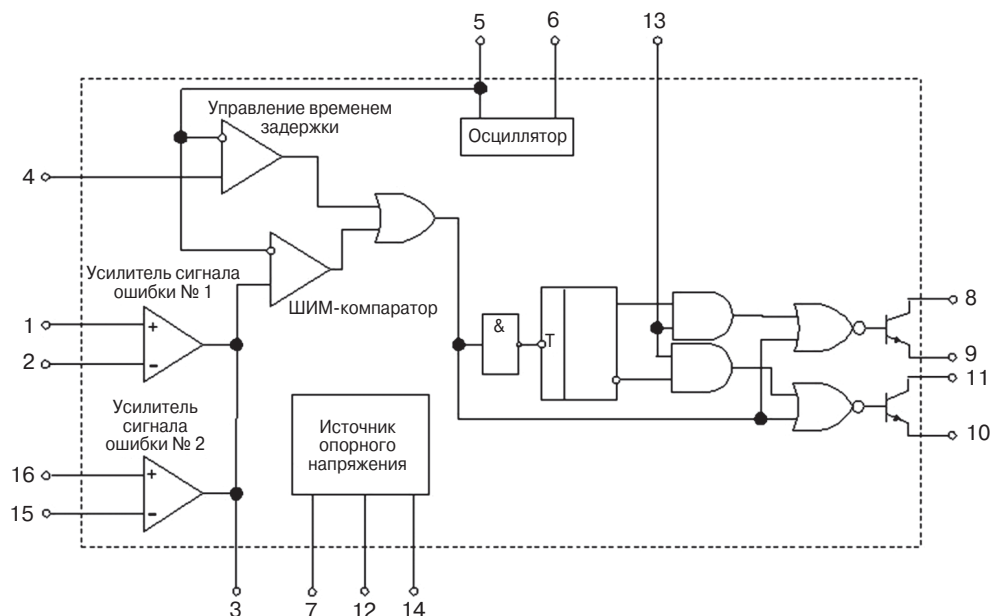


Рис. 3.38. Функциональная схема ИМС ИЛ494

Основные схемотехнические особенности и выполняемые функции микросхемы:

- ИМС ШИМ-контроллера реализована по классической схеме;
- имеется выбор режима работы выходных каскадов;
- рабочая частота до 300 кГц определяется внешней R-C цепью.

ИЛА4605-2. Микросхема работает на основе ШИМ-модуляции и позволяет посредством управляющего сигнала изменять скважность выходных прямоуголь-

ных импульсов (рис. 3.39). Эта микросхема имеет порог включения/выключения соответственно 12 В/5 В. Микросхема не имеет генератора с фиксированной частотой, и каждый следующий импульс на выходе появляется после разряда энергии, запасенной в сердечнике трансформатора. Для определения этого момента в микросхеме имеется специальный вход, на который подается сигнал со вторичной обмотки трансформатора. Частота работы зависит также от значений элементов внешней R-С цепи.

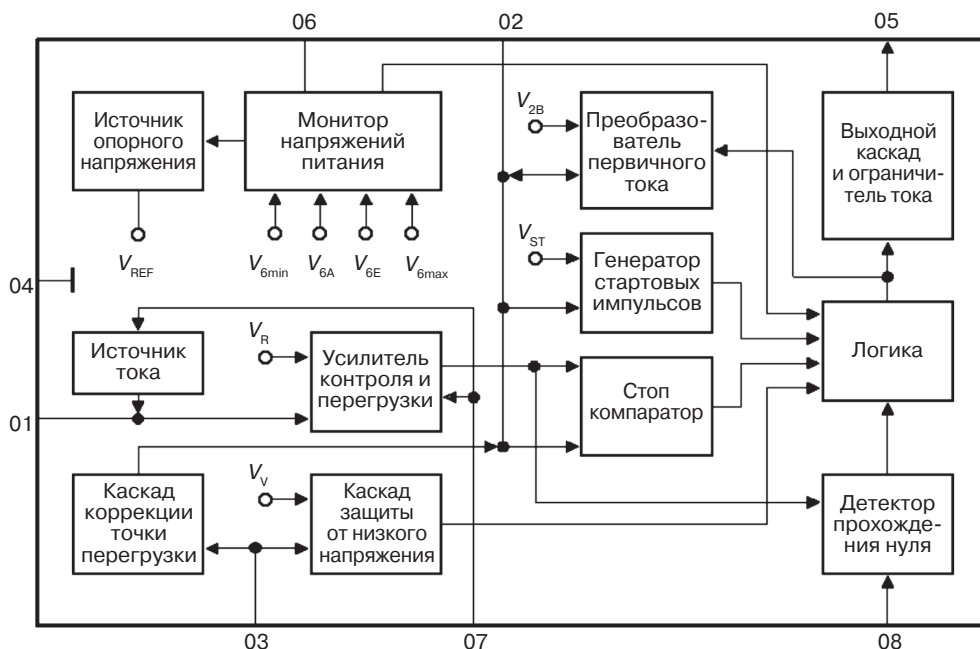


Рис. 3.39. Блок-схема ИМС ILA4605-2

Основные схемотехнические особенности и выполняемые функции микросхемы:

- управление количеством энергии, передаваемой во вторичную цепь;
- «мягкий» старт;
- гистерезис по питанию (UVLO);
- защита от перегрузок и от короткого замыкания в нагрузке (OCP, OLP);
- выключение при низком напряжении питания сети;
- защита от высокого напряжения питания сети (OVP);
- защита кристалла микросхемы от перегрева (OTP);
- рабочая частота до 100 кГц определяется внешней R-С цепью.

На рис. 3.40 представлена полная электрическая схема энергосберегающего высоконадежного импульсного источника питания, спроектированного на основе этой микросхемы.

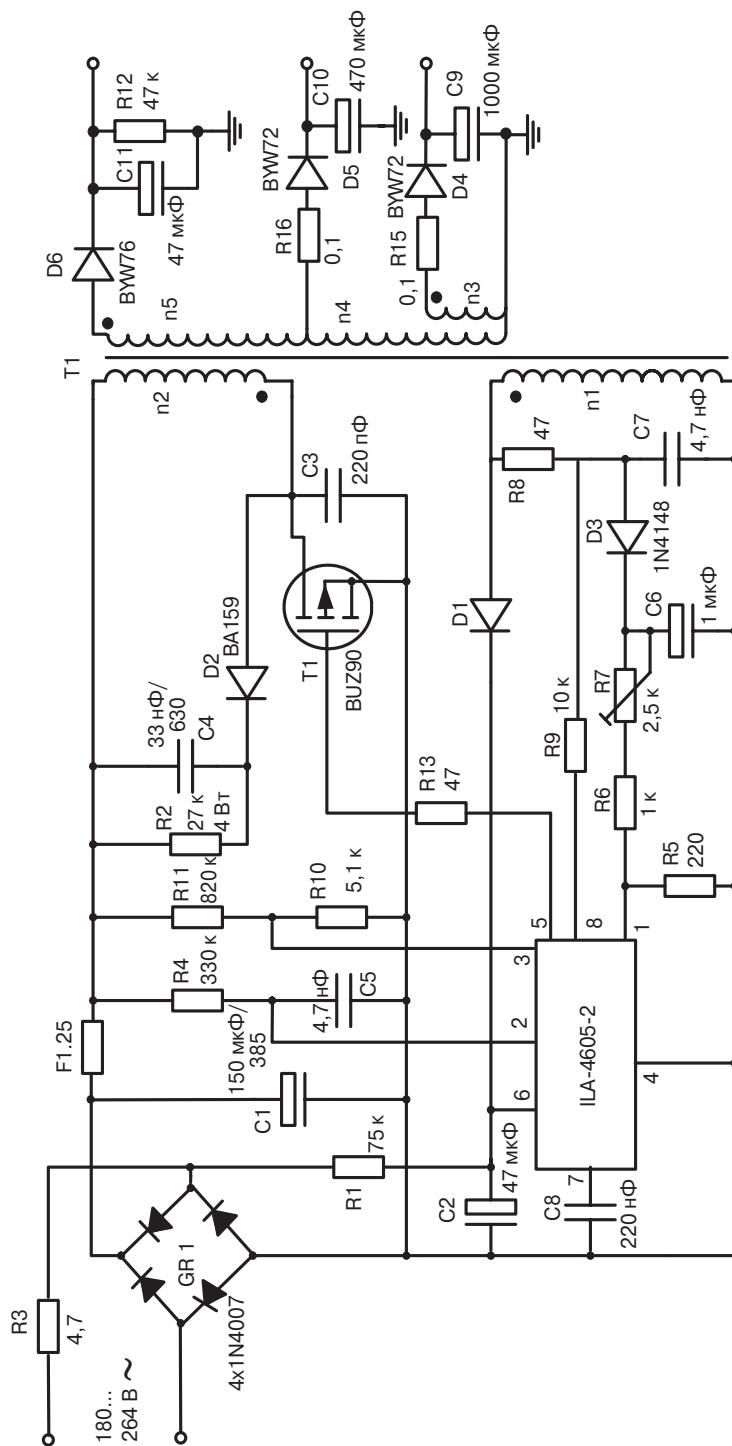


Рис. 3.40. Электрическая схема источника питания на базе ИМС ИЛА4605-2

IL3842A, IL3844. По функциональному назначению это контроллеры импульсного источника питания с дополнительной обратной связью по току и с фиксированной частотой, которая задается внешними элементами (резистором и конденсатором). Микросхемы IL3842A, IL3844 имеют защиту с гистерезисом блока опорного напряжения от пониженного напряжения питания, ограничение тока в каждом цикле, программируемый максимальный коэффициент заполнения выходного сигнала. Микросхемы IL3842A и IL3844 отличаются максимальными коэффициентами заполнения выходного сигнала: 96% и 48%, соответственно. Эти микросхемы имеют порог включения/выключения соответственно 16 В/10 В.

Основные схемотехнические особенности и выполняемые функции микросхем:

- ИМС ШИМ-контроллера реализована по схеме с дополнительной обратной связью по току;
- гистерезис по питанию (UVLO);
- защита от перегрузок и от короткого замыкания в нагрузке (OCP, OLP);
- выключение при низком напряжении питания сети;
- защита от высокого напряжения питания сети (OVP);
- рабочая частота до 500 кГц определяется внешней R-C цепью.

На рис. 3.41 представлена принципиальная электрическая схема импульсно-высоконадежного энергосберегающего источника питания, спроектированного на основе микросхемы IL3842A.

IL44608 — высокоэффективный контроллер импульсного источника питания. Это высоковольтная схема с интегрированным источником стартового тока (рис. 3.42) и генераторной емкостью, требующая использования небольшого количества внешних элементов и обеспечивающая гибкость применения и высокую эксплуатационную надежность. Кристалл микросхемы изготавливается по высоковольтной 500 В БиКДМОП технологии.

Основные схемотехнические особенности и выполняемые функции микросхемы:

- ИМС ШИМ-контроллера реализована по схеме с дополнительной обратной связью по току и с применением оптрона в обратной связи;
- защита от размагничивания сердечника трансформатора (детектор нулевого тока);
- гистерезис по питанию (UVLO);
- защита от перегрузок и от короткого замыкания в нагрузке (OCP, OLP);
- выключение при низком напряжении питания сети;
- защита от высокого напряжения питания сети (OVP);
- защита кристалла микросхемы от перегрева (OTP);
- рабочая частота фиксированная 40, 75, 100 кГц определяется внутренней R-C цепью.

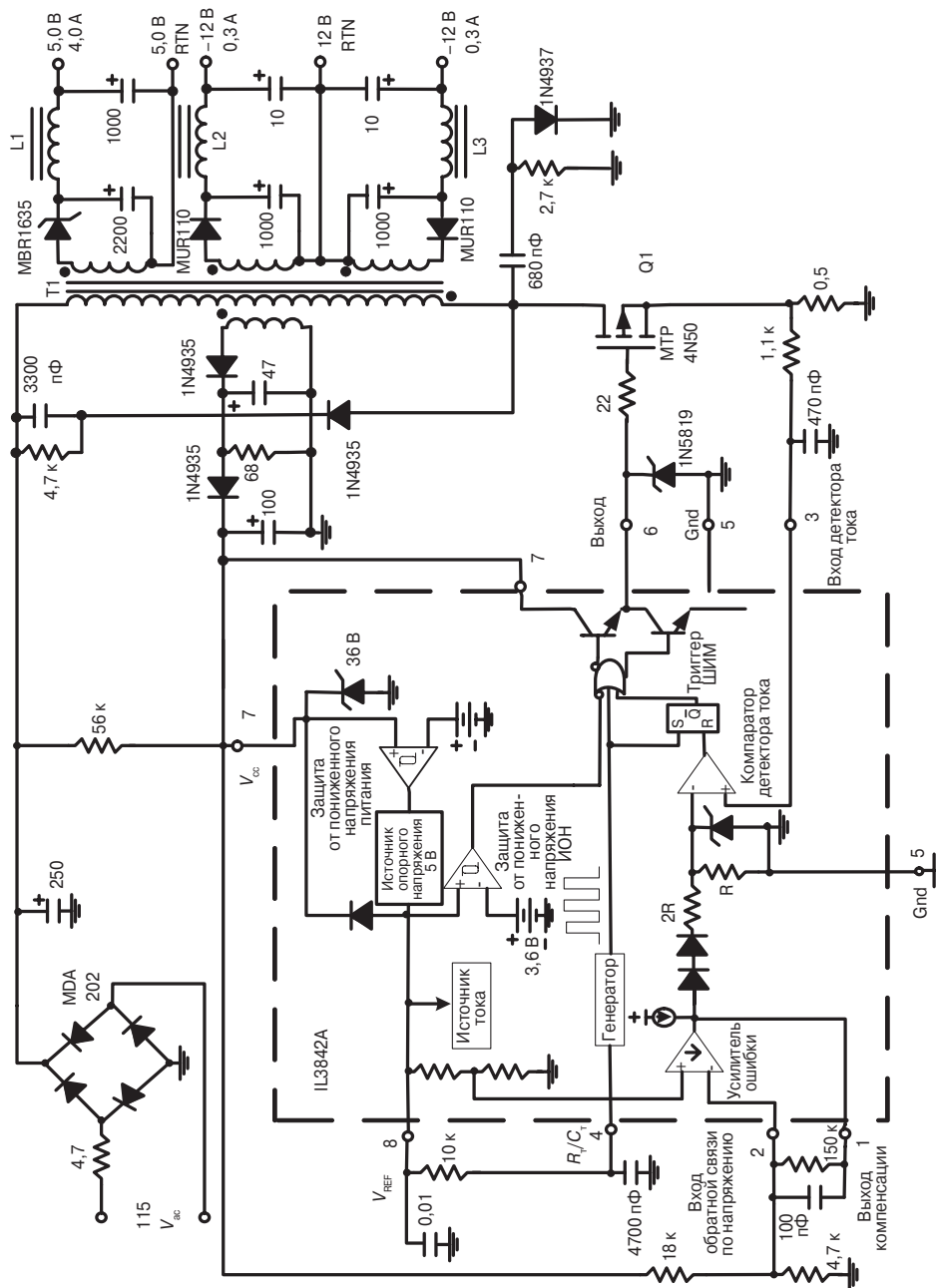


Рис. 3.41. Электрическая схема источника питания на базе ИМС 1L3842A

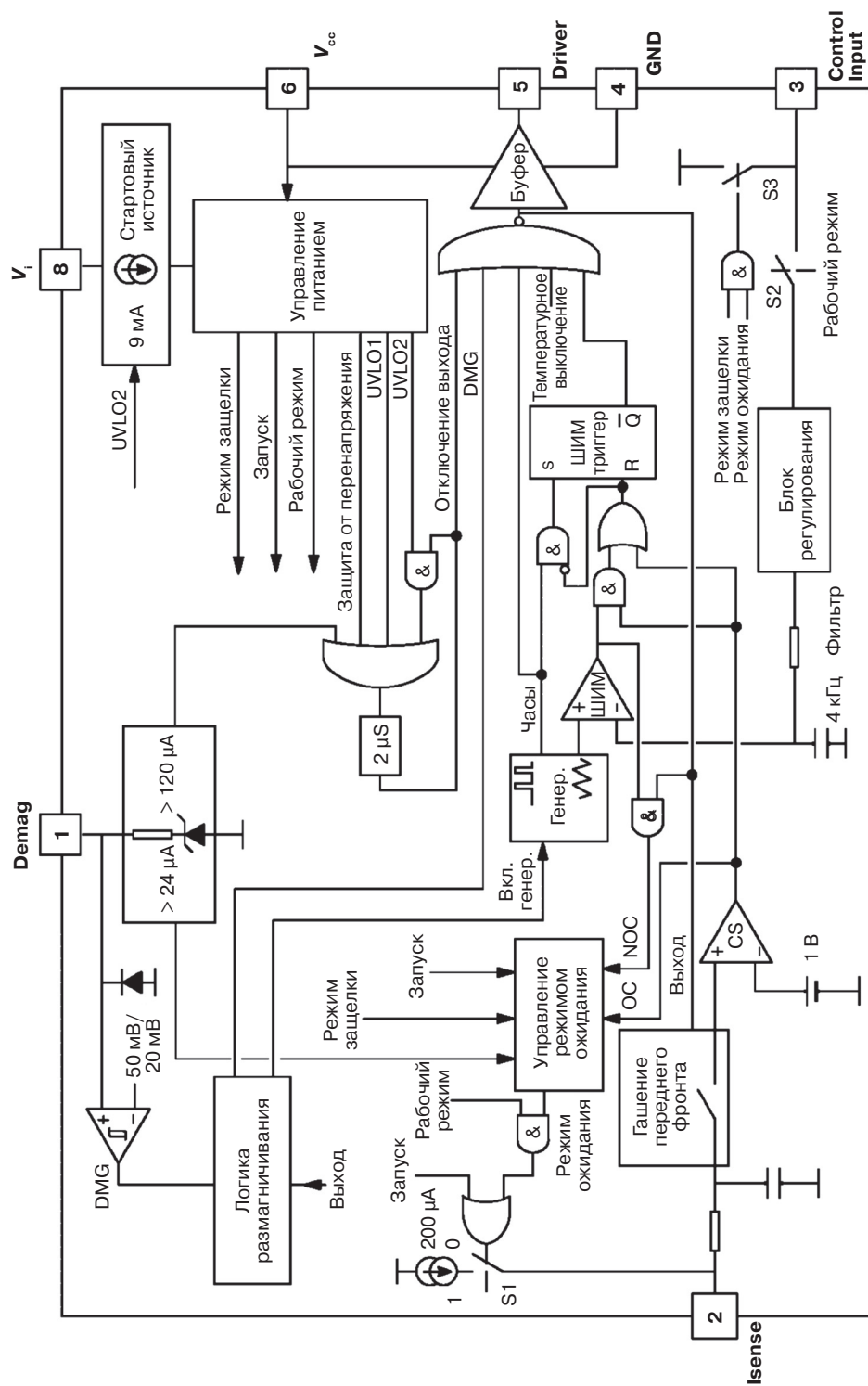


Рис. 3.42. Функциональная схема ИМС 1L44608

Микросхема серийно выпускается в трех модификациях, отличающихся частотой генератора. ИМС IL44608N40, IL44608N75, IL44608N100 имеют фиксированную рабочую частоту 40 КГц, 75 КГц, 100 КГц, соответственно. Частота задается внутренними емкостью и резистором. По сравнению, например с более ранними микросхемами управления импульсными источниками питания ILA4605, IL3842A, IL3844, микросхема типа IL44608N позволяет создать, например, источник питания для телевизора или монитора (рис. 3.43) с примерно в три раза меньшей мощностью потребления в дежурном режиме из-за исключения внешнего запускаяющего резистора и наличия оригинального встроенного высоковольтного источника стартового тока, который отключается сразу после запуска микросхемы.

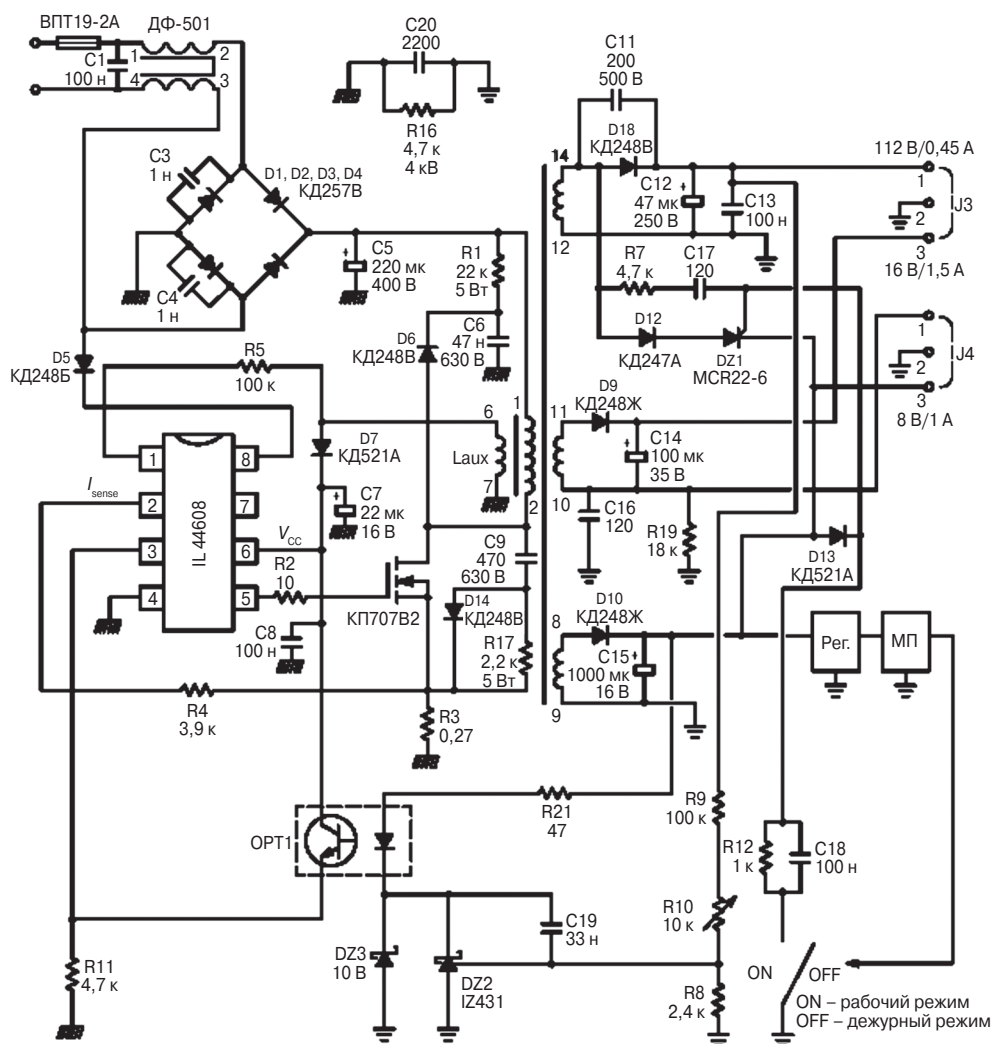


Рис. 3.43. Электрическая схема источника питания на базе ИМС IL44608

Основные характеристики микросхем управления импульсными источниками питания ILP223, IZP233, IZY266 приведены выше в табл. 3.7. Кристаллы микросхем изготавливаются по высоковольтной 700 В БиКДМОП технологии, что позволяет обеспечить низкое значение собственного тока потребления (на уровне от 0,32 до 2 мА), встроить непосредственно на кристалле входной высоковольтный запускающий блок и мощный выходной ДМОП транзистор.

IL34262N – микросхема контроллера коэффициента мощности. Как известно, полезная мощность создается лишь током, синфазным с входным напряжением. Коэффициент мощности – это отношение активной мощности к полной. Микросхема IL34262N была специально спроектирована для использования в качестве первичного преобразователя в системах электронного балласта и в схемах автономных преобразователей мощности. Отличительными особенностями данной интегральной микросхемы является наличие внутреннего таймера запуска для автономных схем применения, одного квадрантного умножителя для получения коэффициента мощности, близкого к единице, детектора нулевого тока для обеспечения критической проводимости функционирования, усилителя ошибки, схемы быстрого старта для оптимизации режима запуска, внутреннего источника опорного напряжения на ширине запрещенной зоны, компаратора контроля тока и двухтактного выходного каскада для управления мощным МОП транзистором.

Пример построения устройства корректора коэффициента мощности с использованием микросхемы IL34262N показан на рис. 3.44. Данное устройство работает при диапазоне входного переменного напряжения от 90 до 268 В и обеспечивает выходную мощность 175 Вт (400 В при 440 мА) с соотнесенным коэффициентом мощности приблизительно 0,989.

Следует упомянуть и микросхему IL6562D, которая имеет одинаковое назначение выводов с IL34262N. Она является однокаскадным ШИМ-контроллером со встроенным корректором коэффициента мощности со стабилизацией по току. Значение максимальной мощности источника питания зависит от параметров внешнего ключевого транзистора и габаритной мощности трансформатора и составляет от нескольких десятков до 250 Вт.

Выходной каскад вентиля управления с двумя устойчивыми состояниями, с большим выходным вытекающим и втекающим током применим для управления мощным MOSFET или IGBT транзисторами.

Микросхема IL6562D характеризуется предельно низким током потребления (не более 70 мкА до включения и не более 5 мА в рабочем режиме) и включает функцию блокировки. Для сравнения аналогичные параметры ИМС IL34262N – не более 400 мкА до включения и не более 20 мА в рабочем режиме. Данное преимущество ИМС IL6562D достигнуто тем, что ее кристалл изготавливается по БиКДМОП технологии, позволяющей сочетать преимущества биполярной, КМОП и ДМОП технологий (см. гл. 5). Схема электрическая структурная ИМС IL6562D приведена на рис. 3.45.

Вышерассмотренные микросхемы управления импульсными источниками питания и импульсных стабилизаторов позволяют создавать современные малогабаритные импульсные источники питания для широкого класса аппаратуры бытового и промышленного применения.

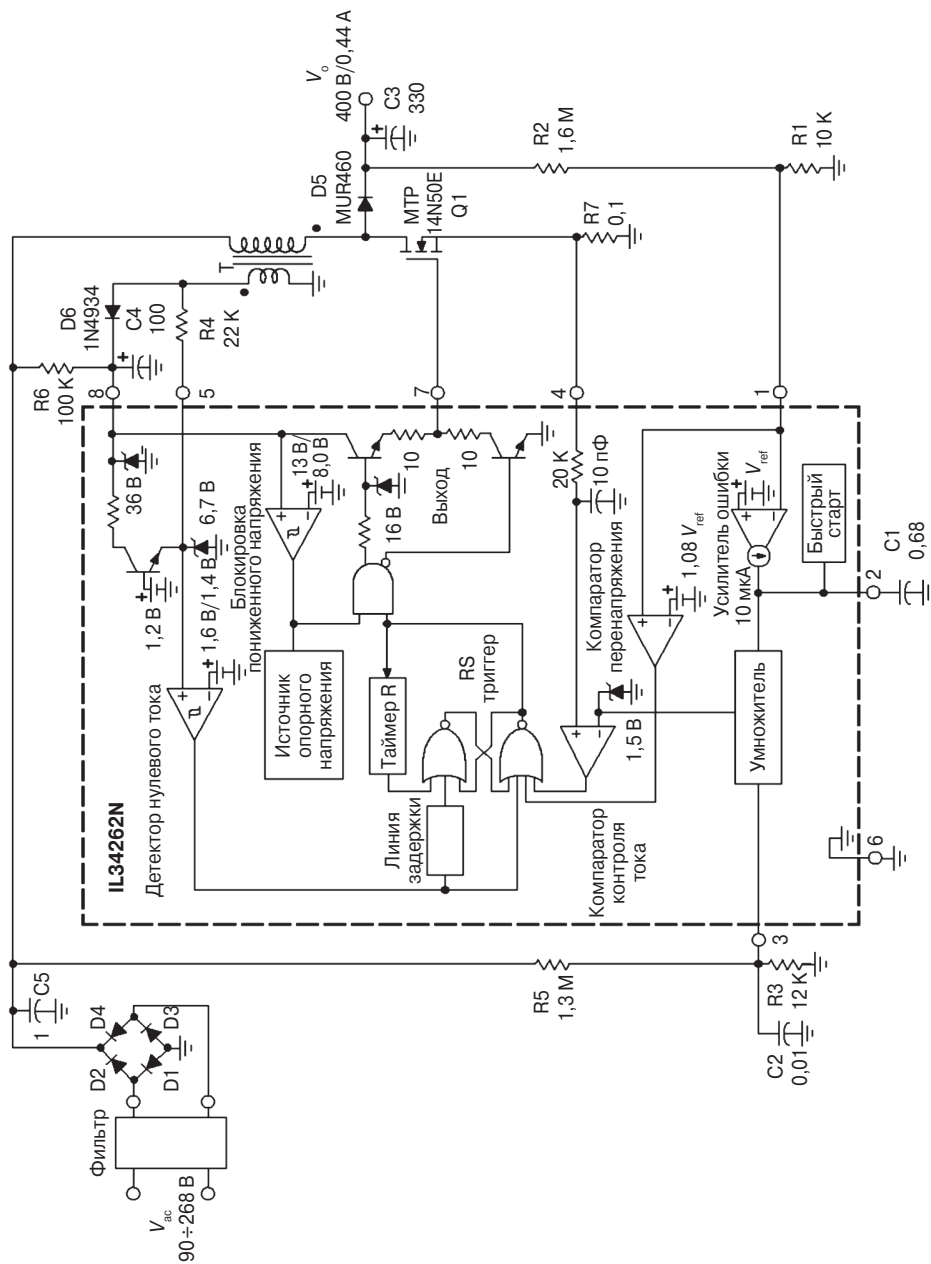


Рис. 3.44. Электрическая схема контроллера коэффициента мощности на 175 Вт на базе ИМС IL34262N

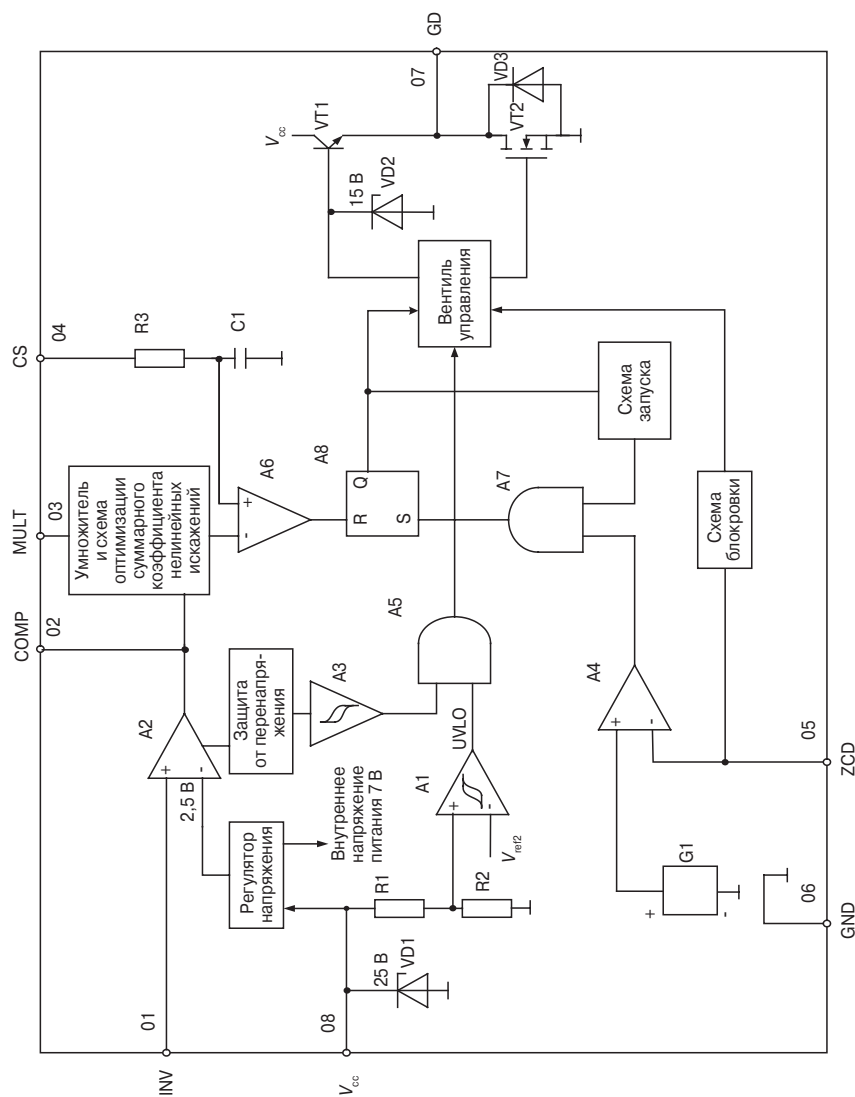


Рис. 3.45. Блок-схема ИМС ПЛ562D, где: A1, A6 – компараторы; A2 – усилитель ошибки; A3 – триггер Шмидта; A4 – детектор нулевого тока; A5, A7 – логические элементы «И»; A8 – триггер; C1 – конденсатор емкостью 5 пФ; G1 – источник опорного напряжения от 1,6 до 2,1 В; R1, R2, R3 – резисторы; VD1, VD2 – стабилитроны; VD3 – защитный диод; VT1, VT2 – выходные транзисторы

3.4. Микросхемы управления электродвигателями

3.4.1. Обобщенная структура и классификация электродвигателей

На рис. 3.46 представлены эскизы обобщенной конструкции классической электрической машины [29] — электродвигателя или генератора. Неподвижная часть машины — это статор 1, подвижная или вращающаяся часть — ротор 2. Ротор располагается в так называемой расточке статора и отделен от него воздушным зазором. Одна из указанных частей машины снабжена элементами, возбуждающими в машине магнитное поле (например, электромагнит или постоянный магнит), другая имеет обмотку, которую будем условно называть рабочей обмоткой машины.

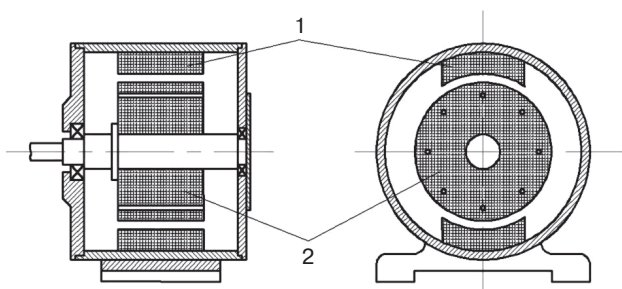


Рис. 3.46. Обобщенная структура электрической машины

Если электрическая машина работает в режиме генератора, то при вращении ротора под действием приводного двигателя в проводниках рабочей обмотки наводится ЭДС, и при подключении нагрузки возникает электрический ток.

Если же электрическая машина предназначена для работы в качестве электродвигателя, то рабочая обмотка подключается к сети. При этом ток, возникающий в проводниках обмотки, взаимодействует с магнитным полем, и на роторе возникают электромагнитные силы, приводящие ротор во вращение. Электрическая энергия, потребляемая двигателем из сети, преобразуется в механическую энергию, затрачиваемую на вращение какого-либо механизма.

Возможны конструкции электрических машин, у которых рабочая обмотка расположена на статоре, а элементы, возбуждающие магнитное поле, — на роторе и наоборот. Принцип работы машины при этом одинаковый.

На рис. 3.47 представлена классификация известных типов электродвигателей.

Бесколлекторные (вентильные) машины — это в основном машины переменного тока. Они разделяются на асинхронные и синхронные. В синхронных машинах частота вращения ротора равна частоте вращения поля. Из синхронных машин мы рассмотрим шаговые двигатели. В асинхронных машинах частота вращения ротора всегда меньше частоты вращения поля. Синхронные машины используются в качестве генераторов или двигателей.

Асинхронные машины используются в качестве двигателей. Особенности конструкции асинхронных двигателей переменного тока заключается в следующем (рис. 3.48).



Рис. 3.47. Классификация электродвигателей

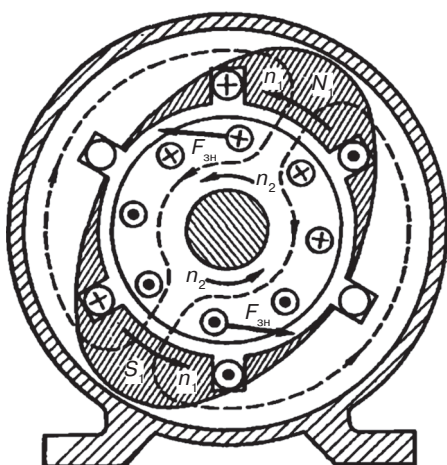


Рис. 3.48. Асинхронный двигатель переменного тока

В статоре имеются продольные пазы обмотки (3 фазы). Ротор асинхронной машины состоит из вала 1, сердечника 2 и обмотки 3. Обмотка ротора представляет собой короткозамкнутую конструкцию, состоящую из восьми алюминиевых стержней, расположенных в продольных пазах сердечника ротора, замкнутых по торцам ротора алюминиевыми кольцами. При включении обмотки статора в сеть возникает вращающееся магнитное поле статора. Оно наводит в обмотке ротора ЭДС и следовательно, токи. По правилу левой руки электромагнитные силы вращают ротор по направлению движения магнитного поля.

Типовым примером семейства синхронных электрических машин являются генераторы электростанций. Синхронными двигателями, широко применяемыми в аппаратуре, являются шаговые двигатели. Рассмотрим их подробнее.

Шаговые (импульсные) двигатели используются в качестве исполнительных двигателей, преобразующих электрические сигналы (импульсы напряжения) в угловые или линейные дискретные перемещения (шаги). Обмотку управления

шаговых двигателей обычно располагают на статоре и делают одно- или многофазной. Чаще всего ее делают трех- или четырехфазной. Рассмотрим работу трехфазного шагового двигателя [29] (рис. 3.49).

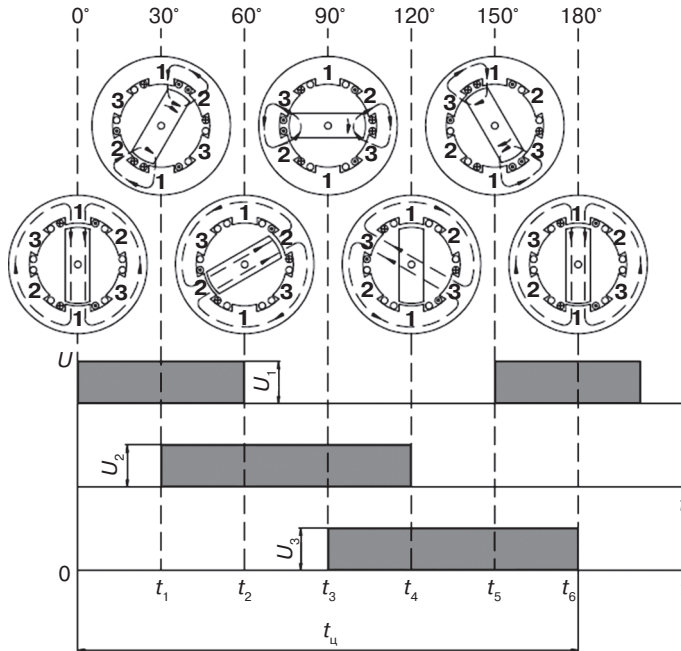


Рис. 3.49. Принцип работы трехфазного шагового двигателя

При прохождении импульса тока в фазе 1 обмотки управления ротор занимает положение, соответствующее действию электромагнитных сил, т.е. по оси полюсов 1 – 1. В момент времени t_1 появится импульс тока в фазе 2. При этом на ротор будут действовать силы, обусловленные одновременным воздействием двух МДС (полюса 1 – 1 и 2 – 2). В результате ротор повернется по часовой стрелке и займет промежуточное положение между полюсами 1 – 1 и 2 – 2 (т.е. повернется на шаг $\alpha_{ш} = 30^\circ$). В момент времени t_2 импульс тока в фазе 1 прекратится и ротор, сделав еще один шаг, $\alpha_{ш} = 30^\circ$, займет положение по оси полюсов 2 – 2 и т.д.

3.4.2. Микросхемы управления шаговыми двигателями

Для формирования требуемой последовательности импульсов применяются микроконтроллеры совместно с силовыми элементами – драйверами. В простейшем случае такой микропроцессор (в терминологии изделий силовой электроники чаще его называют драйвером) представляет собой мощный транзисторный ключ. Драйверы могут быть специализированными в интегральном исполнении, рассчитанными на разную мощность и более сложные алгоритмы управления.

Типовыми представителями этого класса отечественных микросхем являются ИЛ9001, ИЛ293, ИЛ2003, ИЛ2004, ИЛ62083, ИЛ62084, ИЛ62783, ИЛ62784 [23].

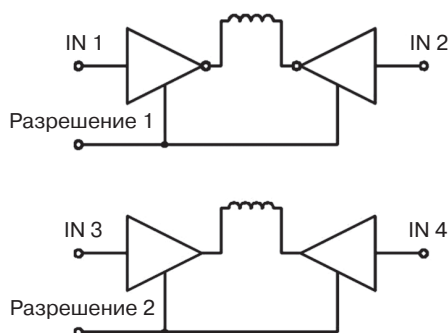


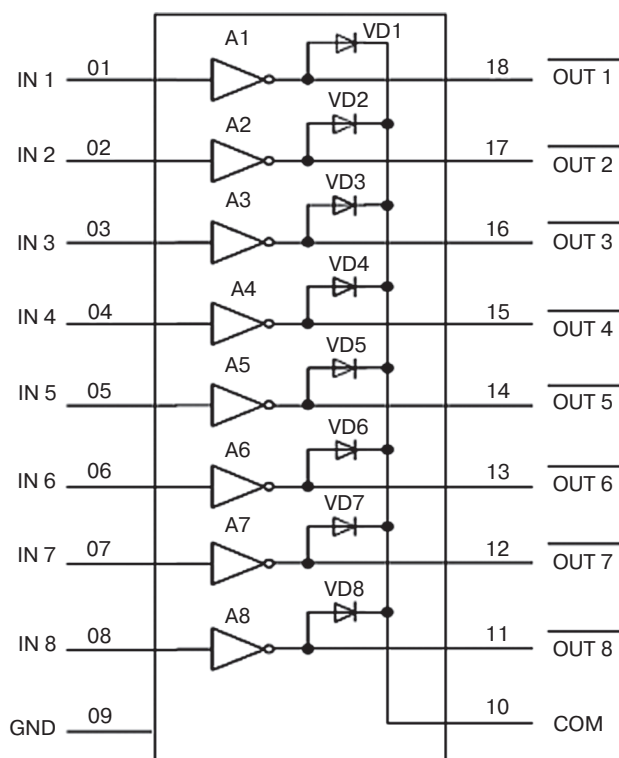
Рис. 3.50. Функциональная схема ИМС IL9001Q

Так, на одной микросхеме IL9001Q (рис. 3.50) реализуется полный драйвер управления шаговым электродвигателем. Микросхема IL9001Q драйвера шагового электродвигателя имеет 4 канала, каждый из которых состоит из входного каскада, схемы управления верхним и нижним транзисторами выходного полумоста, блока подкачки напряжения на затвор верхнего транзистора и схемы задержки, исключающей одновременное открытие транзисторов полумоста. Ток нагрузки каждого из 8 ДМОП транзисторов выходных полумостов может достигать 1,75 А. Транзисторы выполнены разделенными областями стоков и истоков, сопротивление в открытом состоянии до 0,7 Ом. Имеются выводы со стоков нижних транзисторов (два полумоста на один выход) для подключения шунтов с целью организации защиты от перегрузки. Микросхема IL9001Q может применяться в широком спектре оборудования и устройств, содержащих шаговые двигатели.

ИМС четырехканального драйвера с диодами IL293 с током нагрузки 0,6 А применяется также в автомобильной электронике в контроллерах системы автоматического управления отопителем и в системах автоматического управления комфортом, а также в кассовых аппаратах.

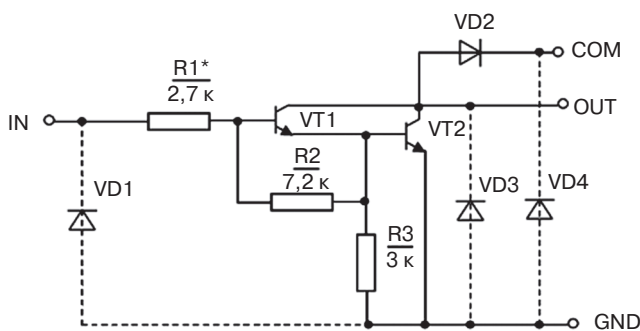
Отечественным серийным производством выпускаются также микросхемы токовых драйверов ILN2003, ILN2004, ILN62083, ILN62084, ILN62783, ILN62784. Данные микросхемы представляют собой семь (IL2003, IL2004) или восемь (ILN62083, ILN62084, ILN62783, ILN62784) каскадов Дарлингтона с токами нагрузки до 0,5 А и с разными уровнями входных сигналов. Микросхемы являются достаточно универсальными. Они предназначены для управления реле, ламп, устройств индикации (светодиодных и газоразрядных), линий связи и логических устройств. Одно из их применений – управление небольшими шаговыми двигателями, например, для CD привода, принтера или флоппи-дисковода [30]. Причем ИМС ILN2003, ILN62083, ILN62783 совместимы по входу с ТТЛ и КМОП ИМС с напряжением питания 5В, а ILN2004, ILN62084, ILN62784 – с РМОП и КМОП ИМС с напряжением питания от 5 до 16 В. Выходы микросхем ILN2003, ILN2004, ILN62083, ILN62084 являются «открытым коллектором» и нагрузка включается между выходом ИМС и напряжением питания, а выходы ИМС ILN62783, ILN62784 – «открытым эмиттером» и нагрузка включается между выходом ИМС и «землей».

На рис. 3.51–3.55 представлены схемы структурные ИМС и схемы электрические принципиальные одного каскада ИМС ILN2003, ILN2004, ILN62083, ILN62084, ILN62783, ILN62784.



A1–A8 –логические элементы;
VD1–VD8 – диоды

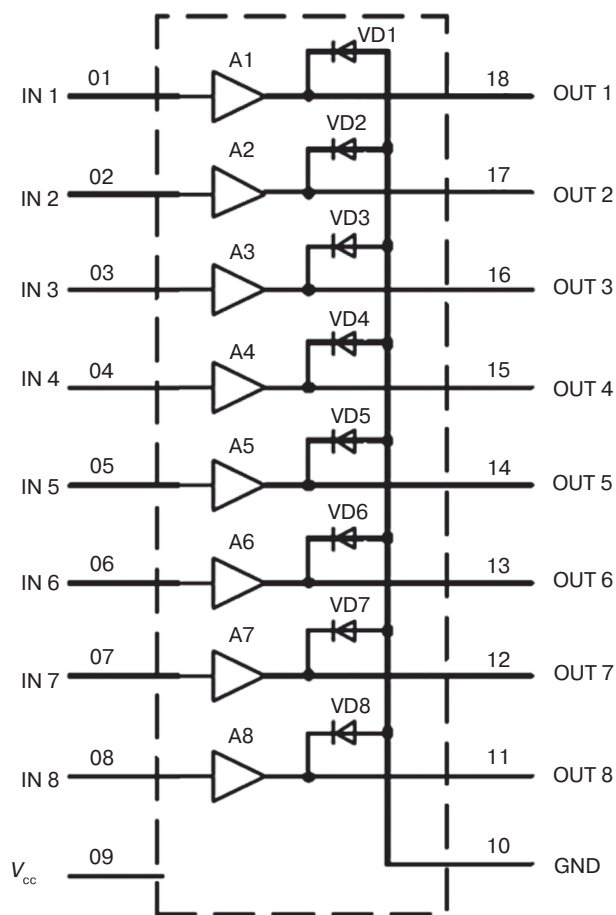
Рис. 3.51. Схема электрическая структурная ИМС ILN62083, ILN62084



VD1–VD4 – диоды;
VT1–VT2 – транзисторы

Рис. 3.52. Схема электрическая принципиальная одного канала Дарлингтона микросхем ILN2003, ILN2004, ILN62083, ILN62084

| Условное обозначение микросхемы | Сопротивление входного резистора R1, кОм | Применяемость с микросхемами |
|---------------------------------|--|------------------------------|
| ILN2003, ILN62083 | 2,7 | ТТЛ, 5 В КМОП |
| ILN2004, ILN62084 | 10,5 | 6 ÷ 15 В р-МОП, КМОП |



A1–A8 –логические элементы;
VD1–VD8 – диоды

Рис. 3.53. Схема электрическая структурная ИМС ILN62783, ILN62784

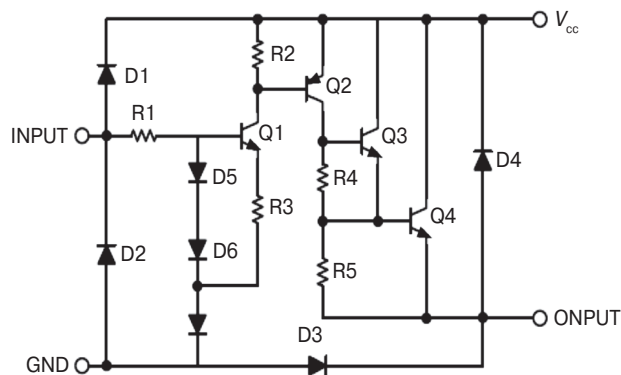


Рис. 3.54. Схема электрическая принципиальная одного канала Дарлингтона микросхемы ILN62783

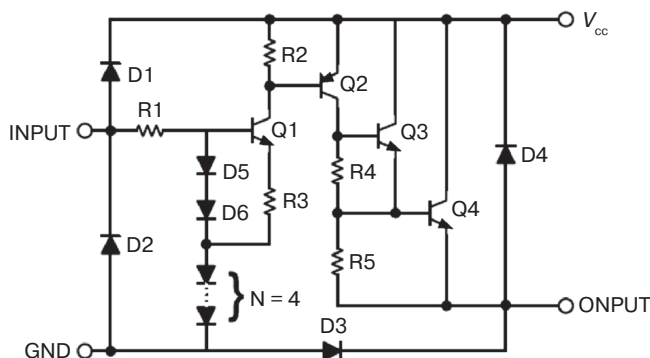


Рис. 3.55. Схема электрическая принципиальная одного канала Дарлингтона микросхемы ILN62784

В схеме на рис. 3.54 значения резисторов $R1 = 10 \text{ кОм}$; $R2 = 20 \text{ кОм}$; $R3 = 2,6 \text{ кОм}$; $R4 = 10 \text{ кОм}$; $R5 = 5 \text{ кОм}$.

В схеме на рис. 3.55 значения резисторов $R1 = 10 \text{ кОм}$; $R2 = 20 \text{ кОм}$; $R3 = 2,6 \text{ кОм}$; $R4 = 10 \text{ кОм}$; $R5 = 5 \text{ кОм}$.

| Условное обозначение микросхемы | Количество последовательно соединенных диодов, n | Применяемость с микросхемами |
|---------------------------------|--|-----------------------------------|
| ILN62783 | 3 | ТТЛ, 5 В КМОП |
| ILN62784 | 6 | $6 \div 15 \text{ В}$ р-МОП, КМОП |

3.4.3. Микросхемы управления коллекторными электродвигателями

Характерным признаком коллекторных электродвигателей машин является наличие у них специфического узла — коллектора — механического преобразователя переменного тока в постоянный и наоборот. На рис. 3.56 представлен эскиз конструкции такого электродвигателя [29].

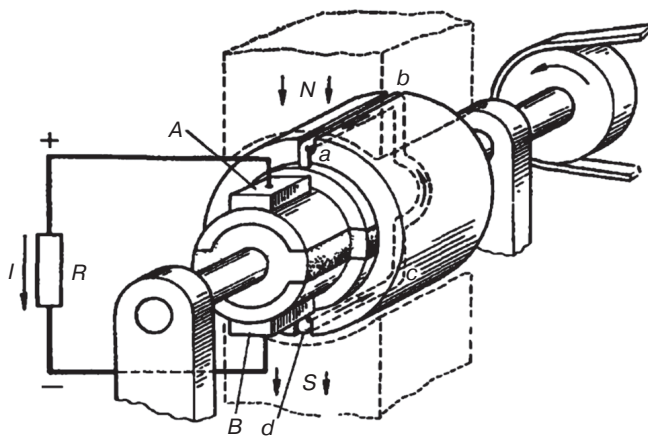


Рис. 3.56. Эскиз конструкции коллекторного электродвигателя

Между полюсами N и S постоянного магнита находится вращающаяся часть генератора (двигателя) – якорь. В двух продольных пазах на сердечнике якоря расположена обмотка в виде одного витка, концы которой присоединены к двум медным изолированным друг от друга кольцам, образующих простейший коллектор. На поверхность коллектора наложены щетки, осуществляющие скользящий контакт с коллектором и связывающие якорь с внешней цепью.

Рассмотрим кратко принцип работы этого двигателя с использованием рис. 3.57.

При нахождении щеток в «геометрической нейтрале» $n\pi$ – n электромагнитные силы равны нулю ($F_{эм} = 0$). Назначение щеток якоря в двигателе постоянного тока – изменять направление тока в проводниках обмотки якоря при их переходе из зоны магнитного полюса одной полярности в зону полюса другой полярности. При увеличении числа обмоток якоря и, соответственно, числа пластин коллектора вращение якоря становится более устойчивым и равномерным.

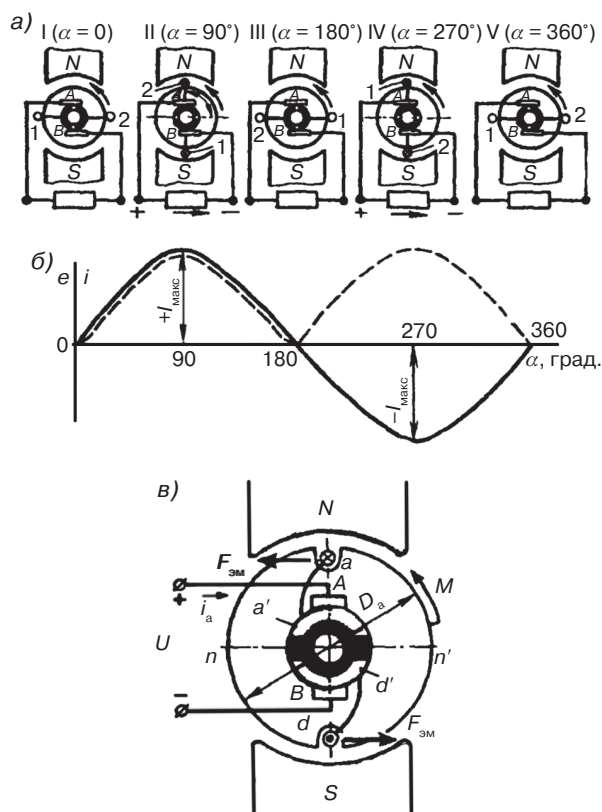


Рис. 3.57. Принцип работы коллекторного электродвигателя [29]

Управление коллекторным двигателем осуществляется специальными микросхемами – драйверами по командам с процессора (входы CTL1, CTL2) (рис. 3.58). Драйверы коллекторного двигателя постоянного тока представляют собой обычный мостовой усилитель мощности со специальной логической

схемой, управляющей транзисторными ключами этого усилителя по командам с процессора. В состав этих драйверов входят также схемы тепловой и токовой защиты, предохраняющие ИМС от выхода из строя в случае межвиткового замыкания в обмотках двигателя и нарушения термического режима микросхемы.

Рассмотрим особенности организации ИМС управления коллекторными двигателями переменного тока. На рис. 3.59 показана схема, поясняющая работу микросхемы управления коллекторными двигателями переменного тока [23].

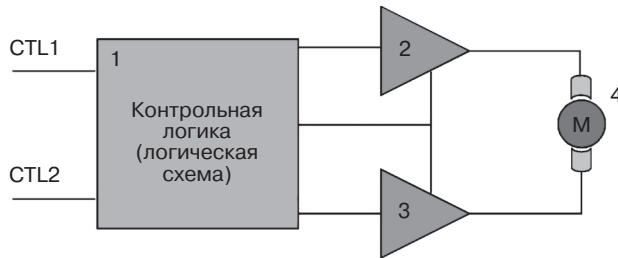


Рис. 3.58. Структура драйвера коллекторного двигателя постоянного тока: 1 — логическая схема; 2, 3 — усилители мощности; 4 — коллекторный двигатель [22]

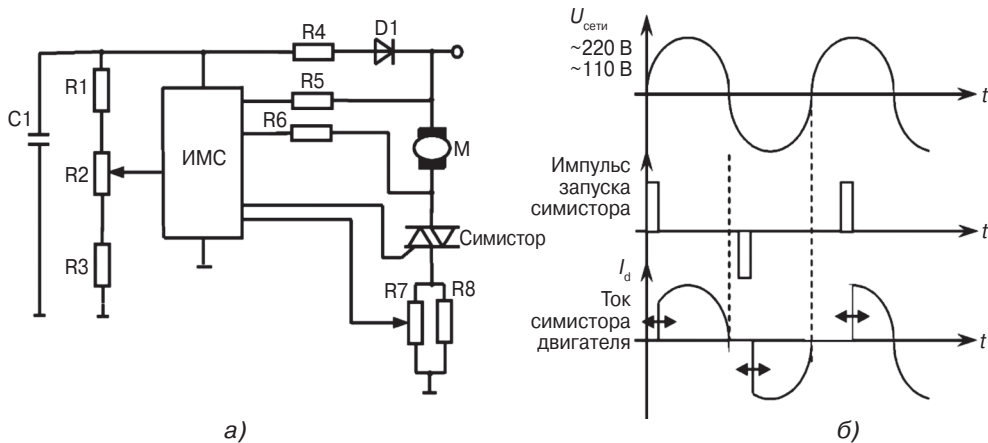


Рис. 3.59. Эквивалентная электрическая схема включения (а) и временная диаграмма работы (б) ИМС контроллера коллекторного двигателя переменного тока

Микросхема определяет момент пересечения сетевым напряжением переменного тока нулевого уровня и в зависимости от величины сопротивления резистора R2 осуществляет запуск полупроводникового симистора импульсом тока от 60 до 100 мА. Значением сопротивления R2 определяется выбранная скорость вращения электродвигателя, т.е. время запуска симистора после пересечения сетевым напряжением нулевого уровня. Для поддержания постоянной скорости вращения в схеме имеется положительная обратная связь по току (резисторы R7, R8). При увеличении тока нагрузки увеличивается и угол проводимости симистора.

Кроме того ИМС повторяет импульс запуска симистора при прерывании тока коллектора двигателя или в случае отсутствия процесса открывания симистора (например, в часто имеющем место на практике случае «отскакивания» щеток коллекторного двигателя). У ИМС также имеется режим «мягкого старта». На диоде D1 здесь реализован однополупериодный выпрямитель для обеспечения питания ИМС, структура и принцип работы которого рассмотрены выше в гл. 2.

3.4.4. Отечественные микросхемы управления коллекторными двигателями переменного тока

В настоящее время разработаны и серийно выпускаются ИМС управления коллекторными двигателями переменного тока типа ILA1185AD/ILA1185AN, IL9010D/IL9010N, IL2010BD/IL2010DN. Все эти ИМС используют внешний симистор для работы [23].

Микросхемы в основном предназначены для стабилизации скорости вращения коллекторного двигателя переменного тока. Питание может осуществляться от сети переменного тока напряжением 110 В и 220 В и частотой 60 Гц и 50 Гц, соответственно.

Основные функции:

- стабилизация скорости вращения электродвигателя в независимости от нагрузки;
- повторение импульсов запуска симистора при прерывании тока коллектора двигателя или отсутствия открывания симистора (например, при отскакивании щеток коллекторного двигателя);
- возможность установки режима мягкого старта (мягкий старт — плавное увеличение мощности в нагрузке);
- возможность использования ИМС для регулировки яркостью свечения лампы накаливания, а не только регулировки скорости вращения двигателя.

На рис. 3.60 приведена типовая схема применения ИМС контроллера коллекторного двигателя переменного тока ILA1185AN/ILA1185AD. Принцип ее работы аналогичен приведенному выше описанию.

Микросхема предназначена для стабилизации скорости вращения коллекторного электродвигателя. Питание микросхемы может осуществляться от сети переменного тока напряжением 110 В или 220 В, частотой 50 Гц или 60 Гц через однополупериодный выпрямитель и балластный резистор.

Стабилизация скорости электродвигателя обеспечивается интегрированной положительной обратной связью (ПОС) по току. Микросхема ILA1185AN генерирует импульсы управления симистора и обеспечивает стабилизацию скорости коллекторного двигателя без тахогенератора.

Выполняемые функции:

- микросхема обеспечивает стабилизацию скорости электродвигателя, оптимальное включение симистора (2-й и 3-й квадранты), повторяющиеся импульсы управления при прерывании тока коллектором двигателя, изменение тока симистора при работе с индуктивной нагрузкой, мягкий старт, детектирование неисправности питания и сброс основной цепи.

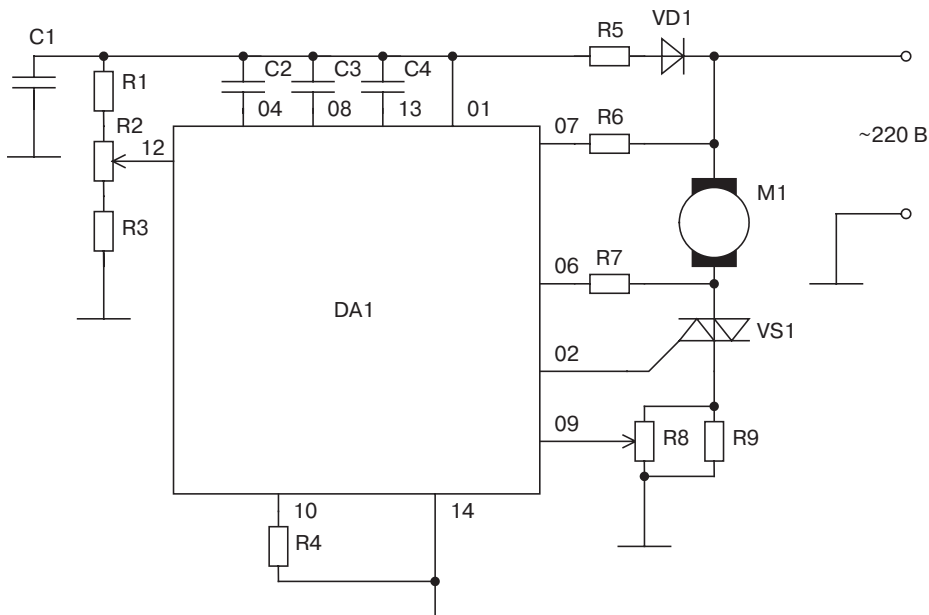


Рис. 3.60. Типовая схема применения ИМС контроллера коллекторного двигателя переменного тока ILA1185AN/ ILA1185AD

Особенности:

- питание микросхемы осуществляется от сети переменного тока;
- может применяться в сетях переменного тока 220 В/50 Гц и 110 В/60 Гц;
- малое количество и низкая стоимость внешних компонентов;
- оптимальное включение симистора (2-й и 3-й квадранты);
- повторяющиеся импульсы управления при прерывании тока коллектором двигателя;
- слежение за током симистора при работе на индуктивную нагрузку;
- возможность установки режима мягкого старта;
- обнаружение ошибки по питанию и сброс основной цепи;
- низкая потребляемая мощность.

Микросхемы имеют возможность реализации защиты от превышения тока нагрузки и температуры двигателя. Так, ИМС IL9010 имеет в своем составе дополнительный компаратор напряжения, посредством которого реализуются данные функции.

3.4.5. Микросхемы для управления вентильными двигателями постоянного тока

На рис. 3.61 представлен эскиз конструкции типового вентильного двигателя постоянного тока [22].

Такая конструкция позволяет уменьшить габариты двигателя и сделать его плоским. Широко применяется в видеомагнитофонах, видеоплеерах и другой

малогабаритной аппаратуре. Вращающий момент в двигателе создается в результате взаимодействия магнитного потока в промежутке между полюсами магнита ротора и основанием статора с проводниками обмотки, по которым протекает электрический ток. Управление коммутацией катушек обмотки статора в зависимости от положения полюсов магнита ротора осуществляется специальной схемой (драйвером) по сигналам датчиков положения ротора.

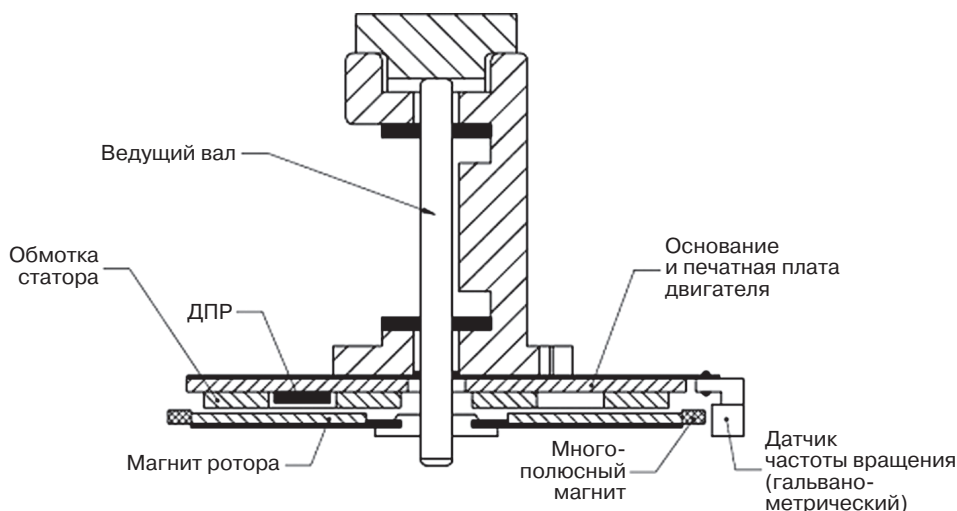


Рис. 3.61. Вентильный двигатель постоянного тока

На практике нашли применение двух- и трехфазные двигатели. В таких двигателях магнит ротора имеет, как правило, от 6 до 8 полюсов. Сам магнит изготавливают из магнитотвердых материалов на основе порошка феррита различных металлов. Катушки каждой фазы имеют многослойную намотку с числом витков от 60 до 100. Катушки статора после намотки пропитывают лаком, получая монолитную бескаркасную обмотку, и приклеивают ее к печатной плате, расположенной на основании двигателя. Большое количество катушек статора, как и полюсов магнита ротора, способствует равномерности скорости вращения. Однако, наиболее широкое распространение получили вентильные двигатели постоянного тока с небольшим числом катушек, так как их увеличение приводит к усложнению конструкции двигателя и микросхемы драйвера. Структурная схема микросхемы драйвера вентильного двигателя приведена на рис. 3.62.

Датчики положения ротора (ДПР) 2, 3, 4 служат для создания сигналов, несущих информацию о положении ротора относительно обмоток статора. В зависимости от конструкции двигателя количество ДПР может меняться от 2 до 3-х. По сигналам этих датчиков коммутатор 1 вырабатывает сигналы управления, поступающие в обмотку статора. Наибольшее распространение в настоящее время получили ДПР на основе преобразователей Холла. ДПР располагаются в непосредственной близости от магнита ротора, часто прямо внутри катушек статора.

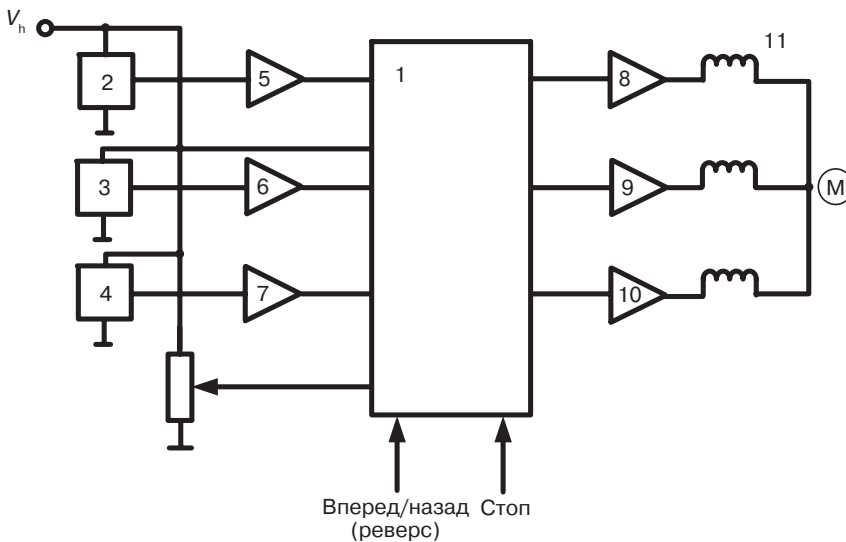


Рис. 3.62. Структурная схема микросхемы драйвера управления вентильным электродвигателем постоянного тока: 1 — электронный коммутатор и логическая схема; 2, 3, 4 — датчики положения ротора (датчики Холла); 5, 6, 7 — усилители сигналов датчика положения ротора; 8, 9, 10 — выходные усилители мощности; 11 — вентильный двигатель

Электронный коммутатор усиливает и обрабатывает сигналы с ДПР и коммутирует по сигналам ДПР и сигналам управления тока в обмотках статора в заданные моменты времени и в заданной последовательности.

3.4.6. Типовой пример микросхемы управления вентильными двигателями

Отечественная микросхема IL33035N [23] содержит в своем составе сложный цифровой блок и реализует полный алгоритм управления вентильным (бесконтактным) электродвигателем с датчиками Холла положения ротора. Микросхема формирует сигналы управления для верхних и нижних мощных транзисторов трех полумостов, регулирующих ток в обмотках двигателя. Мощность электродвигателей, управляемых этими микросхемами, определяется допустимыми токами внешних мощных силовых элементов и может достигать нескольких киловатт.

Состав ИМС:

- декодер положения ротора для осуществления требуемой коммутации фаз двигателя;
- термостабилизированный источник опорного напряжения, осуществляющий питание датчика положения ротора;
- генератор с программируемой частотой колебаний (от 22 до 28 кГц);
- ШИМ компаратор;
- три верхних и три нижних драйвера для управления внешними мощными MOSFET.

Функции ИМС IL33035N:

- выбор направления вращения вентильного двигателя;
- аналоговое задание скорости вращения двигателя;
- сигнализация неисправности.

Защиты:

- температурная защита;
- блокировка выходов при пониженном напряжении питания;
- ограничение тока на каждом периоде.

3.5. Микросхемы управления осветительным оборудованием

3.5.1. Виды источников света и их основные характеристики

На рис. 3.63 (см. цв. вклейку) приведены шкала электромагнитных волн и спектр видимого (белого) света [31].

Видимый свет представляет собой спектр электромагнитных излучений с длиной волны от 380 до 760 нм. Белый цвет — это не чистый цвет спектра, а смесь всех цветов с длиной волны от 380 до 760 нм. Причем, красный цвет имеет длину волны от 760 до 640 нм, оранжевый и желтый — от 640 до 580 нм, зеленый — от 580 до 495 нм, голубой и синий от 495 до 440 нм, фиолетовый от 440 до 380 нм. Соотношение составляющих белый цвет «чистых» цветов определяет его цветовую температуру.

Световую эффективность источников света измеряют в люменах на ватт (лм/Вт). Могут указывать, какой процент энергии преобразуется в свет. Кроме того, белый цвет характеризуется цветовой температурой.

Цветовая температура [31] измеряется в градусах Кельвина [$^{\circ}\text{K}$] ($T = t + 273$, t — температура в градусах Цельсия [$^{\circ}\text{C}$]). Цветовая температура источника света определяется путем сравнения с так называемым «черным телом» и отображается «линией черного тела» (рис. 3.64). Если температура «черного тела» повышается, то синяя составляющая в спектре возрастает, а красная составляющая убывает. Лампа накаливания с тепло-белым светом имеет, например, цветовую температуру 2700 К, а флуоресцентная лампа с цветностью дневного света — 6000 К.

Цветность света очень хорошо описывается цветовой температурой. Существуют три главные цветности света:

- тепло-белая менее 3300 К;
- нейтрально-белая от 3300 до 5000 К;
- белая дневного света более 5000 К.

Лампы с одинаковой цветностью света могут иметь весьма различные характеристики цветопередачи, что объясняется спектральным составом излучаемого ими света.

Основой математического описания цвета в колориметрии является экспериментально установленный факт, что любой цвет при соблюдении упомянутых условий можно представить в виде смеси (суммы) определенных количеств 3 линейно независимых цветов, т.е. таких цветов, каждый из которых не может быть представлен в виде суммы каких-либо количеств 2 других цветов [32].

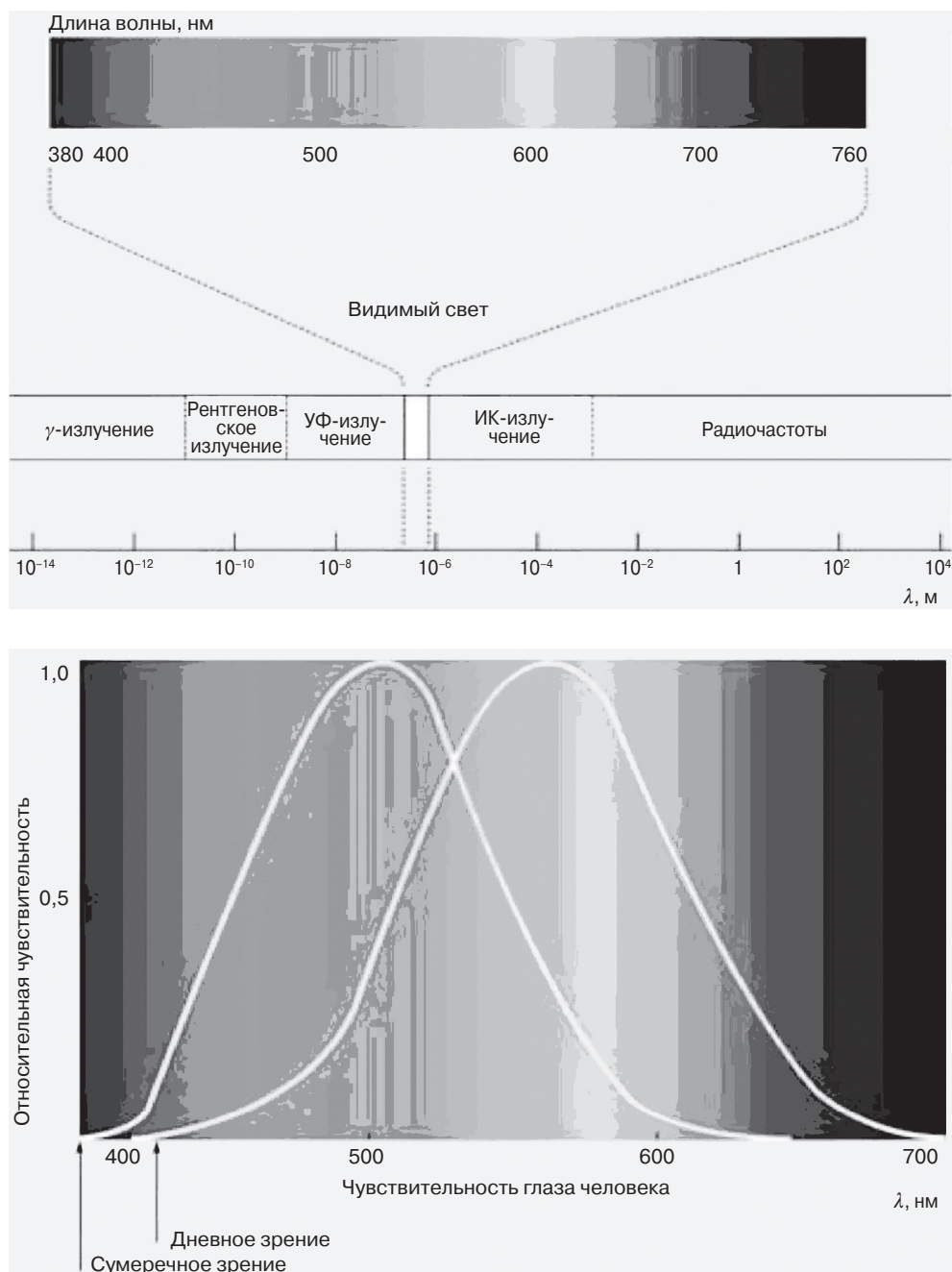


Рис. 3.63. Шкала электромагнитных волн и спектр видимого (белого) света

Групп (систем) линейно независимых цветов существует бесконечно много, но в колориметрии используются лишь некоторые из них. Три выбранных линейно независимых цвета называют основными цветами; они определяют цветовую ко-

ординатную систему (ЦКС). Тогда 3 числа, описывающие данный цвет, являются количествами основных цветов в смеси, цвет которой зрительно неотличим от данного цвета; это и есть цветовой координатой (ЦК) данного цвета.

Представление цвета с помощью ЦКС должно отражать свойства цветового зрения человека. Поэтому предполагается, что в основе всех ЦКС лежит так называемая физиологическая ЦКС. Эта система определяется 3 функциями спектральной чувствительности 3 различных видов приемников света (так называемых колбочек), которые имеются в сетчатке глаза человека и, согласно наиболее употребительной трехцветной теории цветового зрения, ответственны за человеческое цветовосприятие. Реакции этих 3 приемников на излучение считаются ЦК в физиологической ЦКС, но функции спектральной чувствительности глаза не удастся установить прямыми измерениями. Их определяют косвенным путем и не используют непосредственно в качестве основы построения колориметрических систем.

Фактически основой всех цветовых координатных систем (ЦКС) является система, кривые сложения которой были определены экспериментально. Ее основными цветами являются чистые спектральные цвета, соответствующие монохроматическим излучениям с длинами волн 700,0 (красный), 546,1 (зеленый) и 435,8 нм (синий). Исходная (опорная) цветность — цветность равноэнергетического белого цвета Е (т.е. цвета излучения с равномерным распределением интенсивности по всему видимому спектру). Кривые сложения этой системы приняты Международной комиссией по освещению (МКО) в 1931 г. и известной под названием Международной колориметрической системы МКО RGB (от англ., нем. red, rot — красный, green, grün — зеленый, blue, blau — синий, голубой). В этом же году была принята и усовершенствованная система XYZ.

На рис. 3.64 [31, 32] (см. цв. вклейку) показан график цветностей (цветовой треугольник) x , y системы XYZ. На нем приведены линия спектральных цветностей, линия пурпурных цветностей, цветовой треугольник (R — red, красный) (G — green, зеленый) (B — blue, голубой) системы МКО RGB, линия цветностей излучения абсолютно черного тела и точки цветностей стандартных источников освещения МКО А, В, С и D. Цветность равноэнергетического белого цвета Е (опорная цветность системы XYZ) находится в центре тяжести цветового треугольника системы XYZ. Эта система получила всеобщее распространение и широко используется в колориметрии.

Как было сказано ранее, примерно 21% вырабатываемой в мире электроэнергии потребляют осветительные приборы.

На рис. 3.65 (см. цв. вклейку) показаны графики изменения во времени эффективности различных источников света [37, 38].

По этому рисунку можно проследить историю развития осветительного оборудования начиная с позапрошлого века до нашего времени, а также прогноз развития до 2050 года.

Вначале люди использовали открытое пламя для освещения: свечи, масляную лампу, газовые источники света, в том числе с газонакаливающей сеткой, керосиновую лампу. Световая эффективность таких источников света была низкой — от 0,1 до 1 лм/Вт. Не более 1% энергии преобразовывалось в свет. В конце XIX века распространение получили электричество и электрическое освещение.

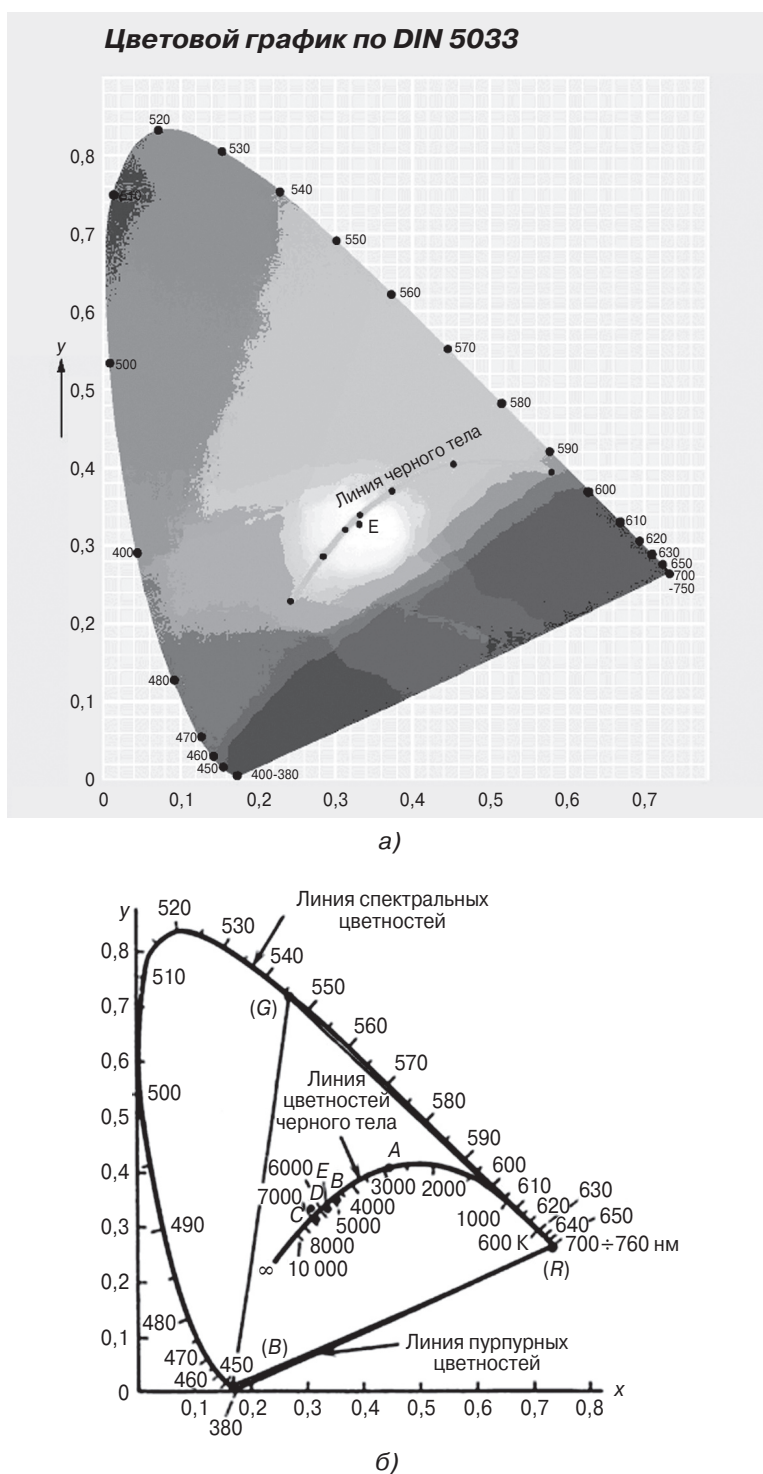


Рис. 3.64. График цветностей в системе XYZ

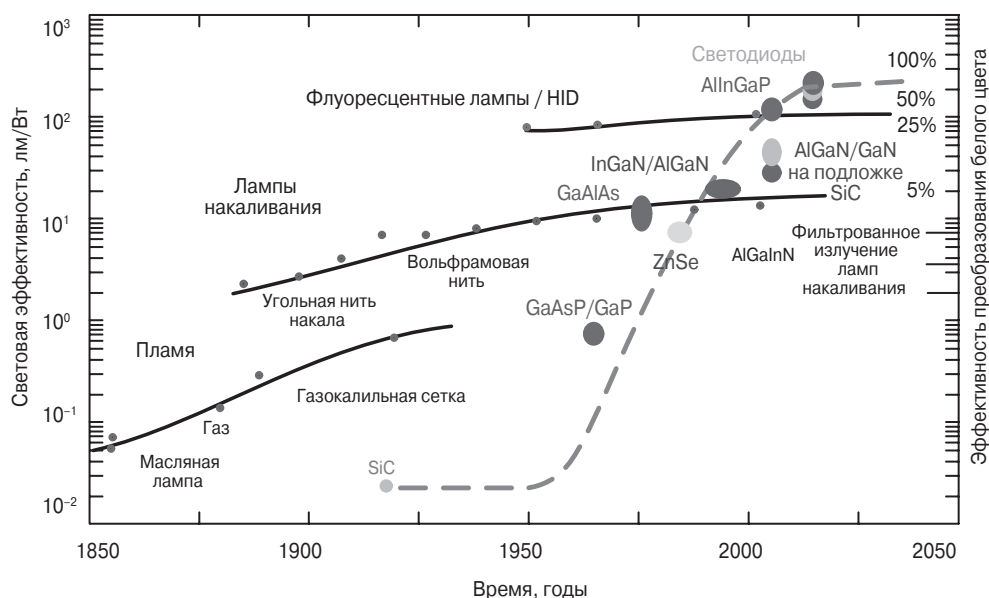


Рис. 3.65. Динамика изменения световой эффективности различных источников света

Сначала использовалась угольная нить накала. У нее была низкая надежность — она быстро сгорала. Затем появилась вольфрамовая спираль, которая используется до настоящего времени. Световая эффективность таких источников света составляла от 2 до 20 лм/Вт, эффективность преобразования белого цвета — до 5%. В настоящее время существуют следующие разновидности ламп с излучающей спиралью (нитью накала):

- традиционные лампы с вольфрамовой спиралью;
- вольфрамовые галогенные лампы и др.

С примерно 1950 г. начали развиваться флуоресцентные лампы, так называемые лампы дневного света, или газоразрядные лампы. Световая эффективность таких источников света составляла от 55 до 90 лм/Вт, эффективность преобразования белого цвета — до 21%. Разновидности газоразрядных ламп:

- ртутные лампы низкого давления (флуоресцентные трубки);
- компактные флуоресцентные трубки;
- индукционные лампы (ртутные, натриевые);
- ртутные и др.

В настоящее время бурное развитие переживают светодиодные источники света. С 1950-х годов до настоящего времени световая эффективность светодиодов поднялась с 0,1 до 200 лм/Вт, а эффективность преобразования белого цвета достигает 50% (рис. 3.65).

В табл. 3.10 представлена сравнительная эффективность различных источников света.

Таблица 3.10. Сравнительная эффективность различных источников света [37]

| Тип источника света | Светоотдача, лм/Вт | Видимый свет | Срок службы, часов |
|---|--------------------|--------------|--------------------|
| Обычные лампы накаливания | 12 | 5% (до 9%) | 1000 |
| Вольфрамовые галогенные | 20 | до 13% | 3000 |
| Компактные флуоресцентные с индуктивным балластом | 55 | До 25% | 8000–25 000 |
| Индукционные | 70 | | До 120 000 |
| Металлогалогенные | 90 | | |
| Светодиоды | До 200 | до 50% | ~50 000 |

В табл. 3.11 представлены обобщенные результаты оценки эффективности преобразования энергии в различных типах осветительных ламп. Из этих данных видим, что если у традиционных ламп накаливания и галогенных ламп с вольфрамовой спиралью от 7 до 8% потребляемой энергии уходит на нагрев и от 79 до 84% энергии излучается в инфракрасном диапазоне, то для ртутных и флуоресцентных ламп на нагрев уходит от 35 до 40% энергии и от 35 до 49% энергии излучается в инфракрасном диапазоне.

Таблица 3.11. Преобразование энергии в различных типах ламп [37]

| Тип лампы | % излучаемой энергии | | | % энергии на нагрев |
|------------------------------------|----------------------|------------------------|----------------------------|---------------------|
| | Видимый свет | Инфракрасное излучение | Ультрафиолетовое излучение | |
| Традиционные лампы накаливания | 9 | 84 | < 0,1 | 7 |
| Галогенные с вольфрамовой спиралью | 13 | 79 | 0,1 | 8 |
| Флуоресцентные | 25 | 35 | 0,4 | 40 |
| Натриевые высокого давления | 30 | 47 | 0,3 | 23 |
| Натриевые низкого давления | 26 | 44 | 0 | 30 |
| Ртутные | 14 | 49 | 2,0 | 35 |
| Металлогалогенные | 20 | 50 | 3 | 27 |
| Лампы дневного света | 53 | 42 | 5 | 0 |

В то же время компактная флуоресцентная лампа мощностью от 12 до 15 Вт по световым характеристикам (видимый свет) соответствует лампе накаливания мощностью 60 Вт (экономия в 4–5 раз), а светодиодная лампа мощностью 6 Вт соответствует лампе накаливания мощностью 60 Вт (экономия в 10 раз).

Более детально характеристики, достоинства и недостатки всех наиболее часто используемых источников света будут рассмотрены ниже, но из вышеизложенного следует очевидный вывод — введение в конструкцию любого светильника полупроводникового устройства управления режимами его работы может существенно улучшить энергетические характеристики светильников, в значительной мере решить проблему энергосбережения.

3.5.2. Микросхемы управления лампами накаливания

Кратко рассмотрим устройство такой лампы.

Типичная бытовая лампа накаливания (общего назначения) состоит из следующих частей (рис. 3.66а): нити накала 1 в виде спирали из вольфрамовой прово-

лочки, стеклянного баллона 3 (который откачивается и заполняется инертным газом) и цоколя 2, который является объединяющей и силовой деталью лампы и имеет контакты для подключения нити накала к электропитанию. Все эти три элемента конструкции могут быть разного размера и различной формы в зависимости от назначения — лампа общего назначения, с внутренним отражателем, витринная, для уличного освещения, для автомобильных фар, для карманного фонаря, фотографическая лампа-вспышка. В бытовых лампах с тремя режимами накаливания имеются две нити накала, которые можно включать по отдельности и вместе, получая разную яркость. Средний срок службы большинства бытовых ламп при номинальном напряжении составляет 750–1000 ч.

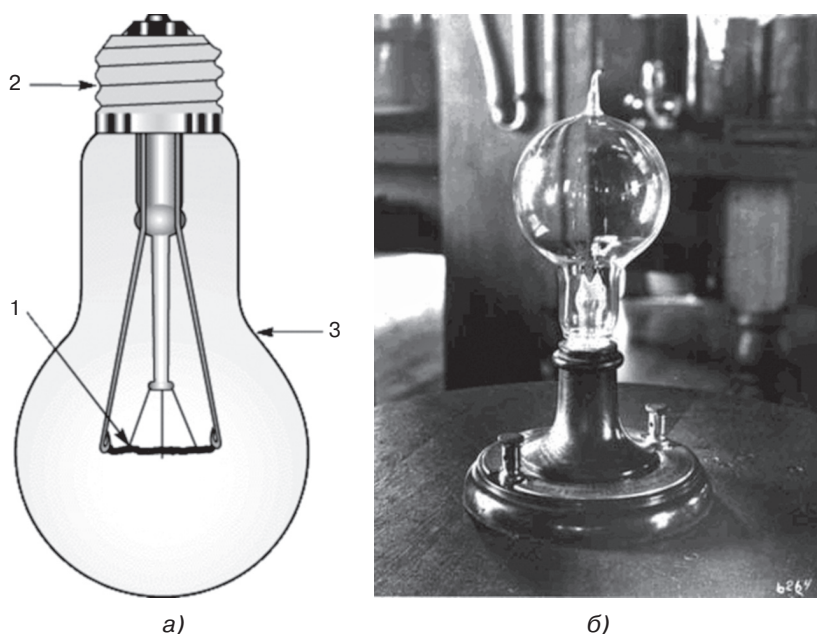


Рис. 3.66. Типичная бытовая лампа накаливания: современная лампа накаливания (а); лампа накаливания, изобретенная Т. Эдисоном в 1879 г. [36] (б). (Первым изобрел лампу накаливания с угольной нитью накала русский электротехник А.Н. Лодыгин в 1872 г.)

Достоинства лампы накаливания таковы: низкая начальная стоимость лампы и необходимого для нее оборудования, компактность, благодаря которой она хорошо подходит для регулирования светового потока, надежная работа при низких температурах и довольно высокий при ее размерах световой выход.

К недостаткам же, способным при некоторых обстоятельствах перевесить достоинства, относятся низкий световой поток, высокая рабочая температура и заметные колебания светового выхода при изменениях напряжения питания.

Обычно лампы накаливания используются без блоков регулировки. Однако отечественная ИМС **ILA1185AD/ILA1185AN** может быть успешно использована для регулировки яркости свечения таких ламп.

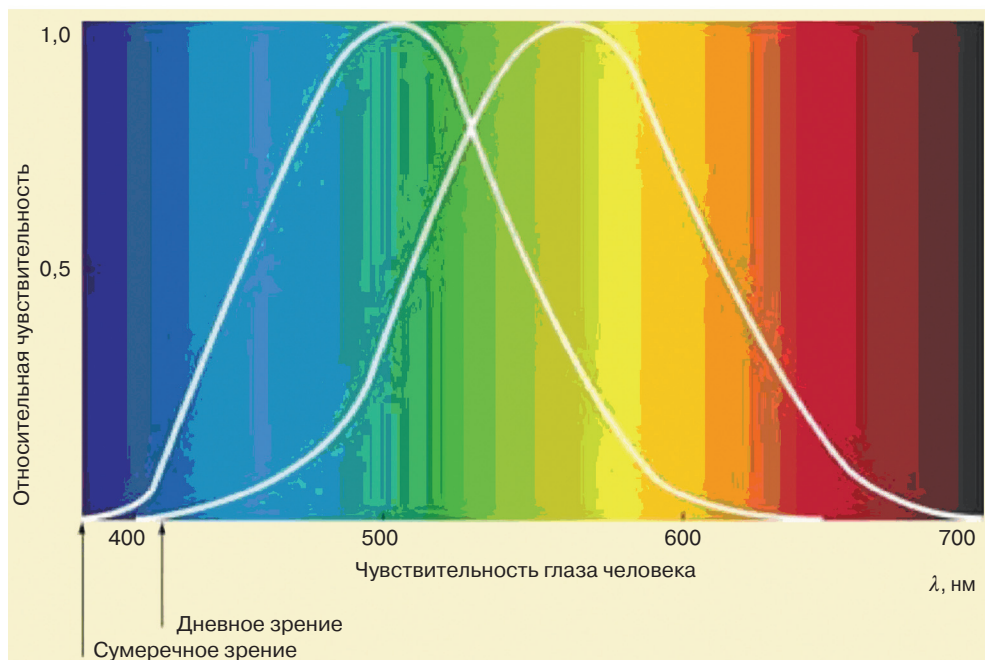
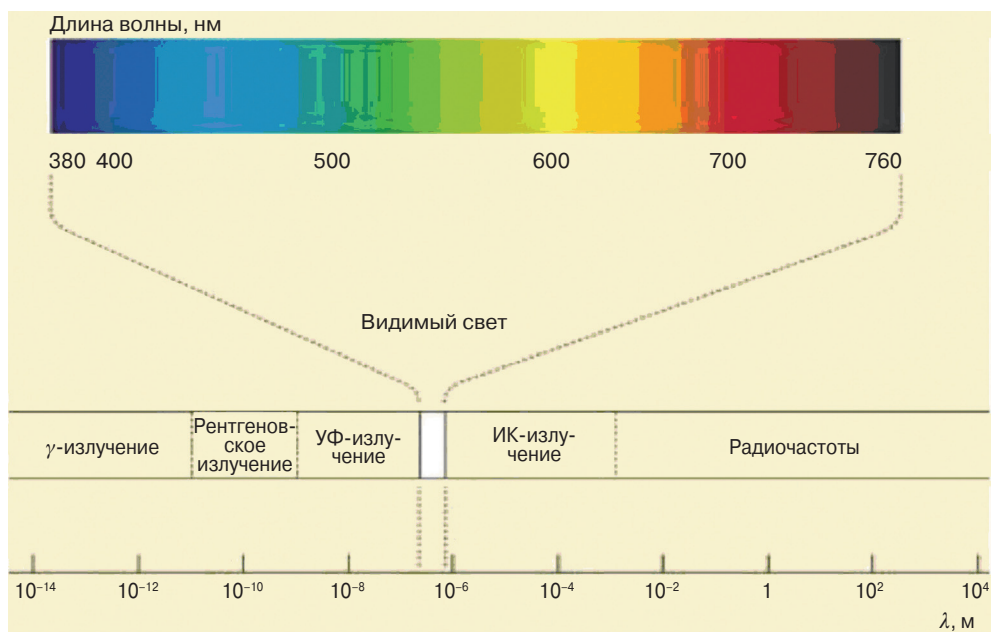
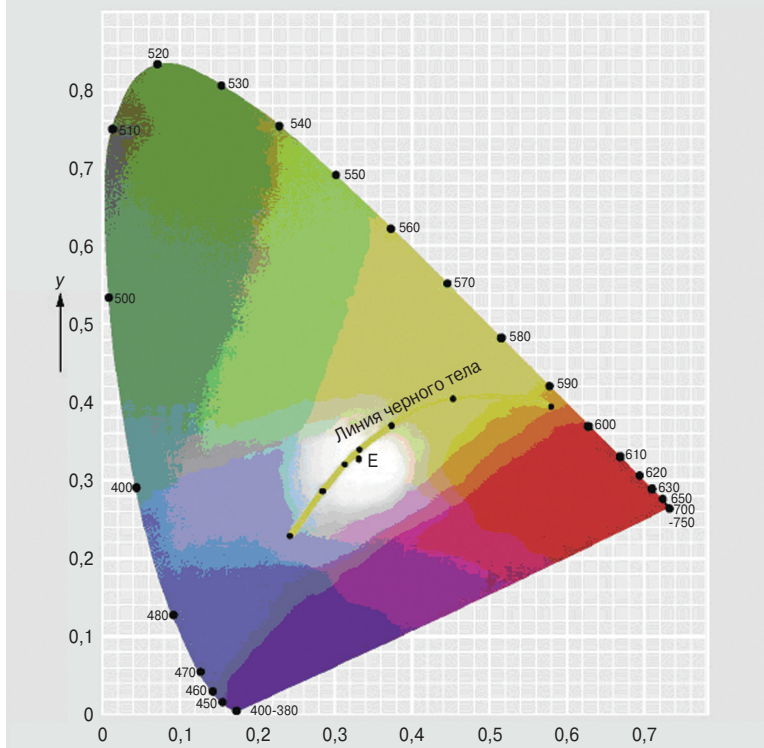
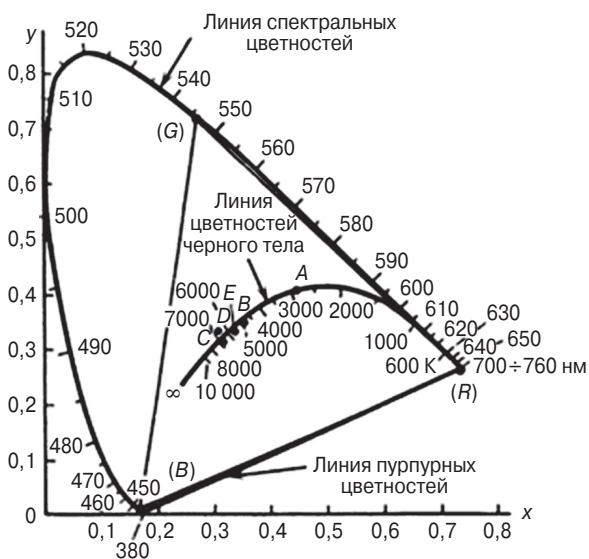


Рис. 3.63. Шкала электромагнитных волн и спектр видимого (белого) света

Цветовой график по DIN 5033



а)



б)

Рис. 3.64. График цветностей в системе XYZ

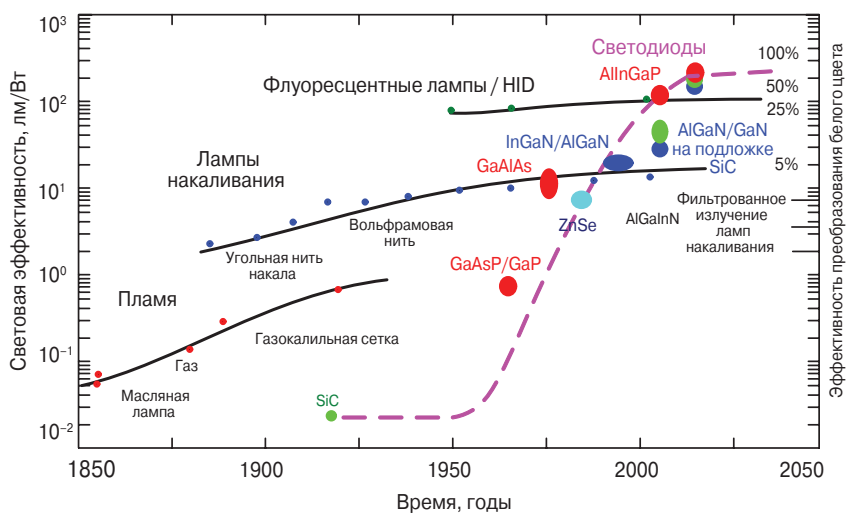


Рис. 3.65. Динамика изменения световой эффективности различных источников света

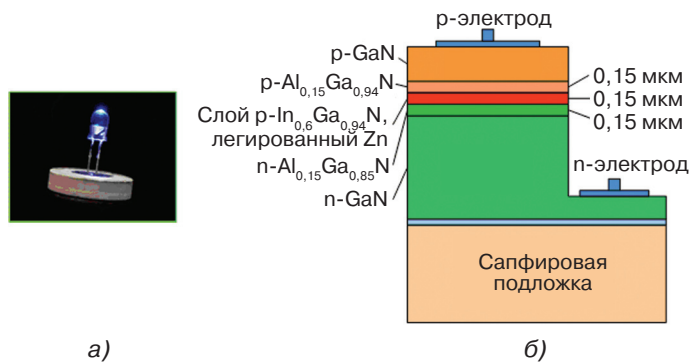


Рис. 3.76. Синий светодиод (а) на основе нитрида галлия и его структура (б) [38]. Сапфир — это окись алюминия Al_2O_3

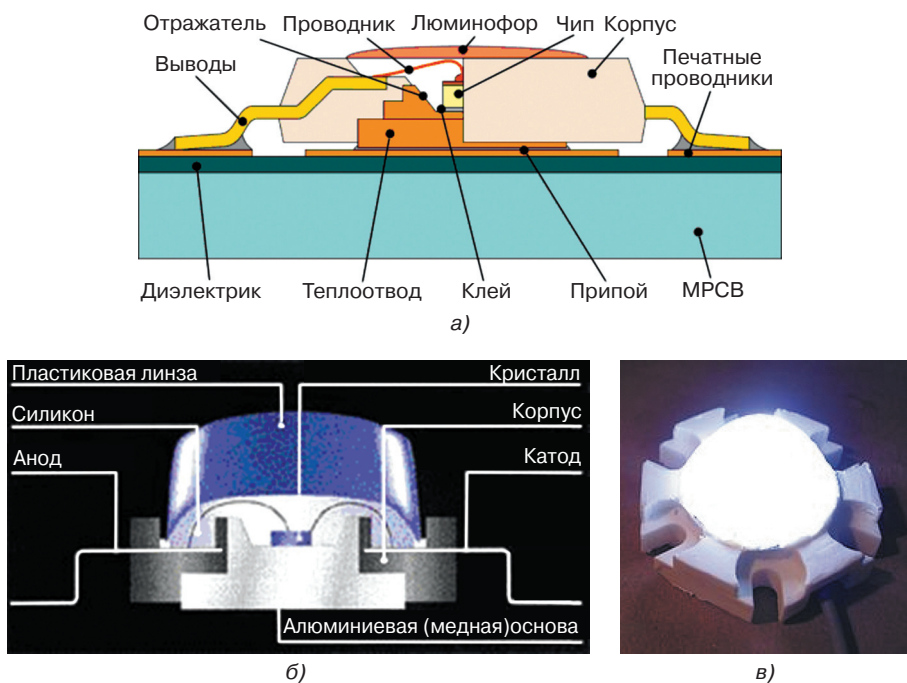


Рис. 3.77. Примеры конструкции светодиодных устройств [39, 41, 42]: эскиз вертикального сечения типовой конструкции светодиодного устройства (*а*); конструкция с планарными выводами (*б*); конструкции светодиода с увеличенной площадью теплоотвода (*в*)

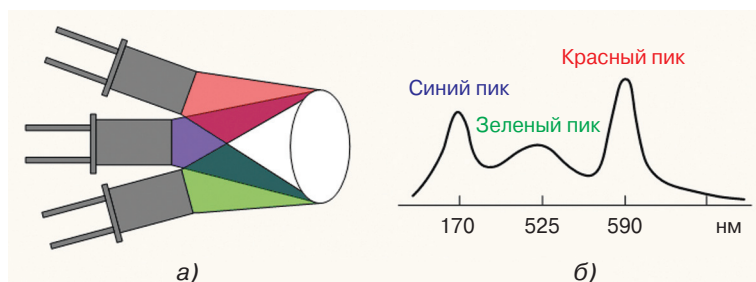


Рис. 3.78. Принцип получения белого света путем смешивания излучения красного, зеленого и синего светодиодов

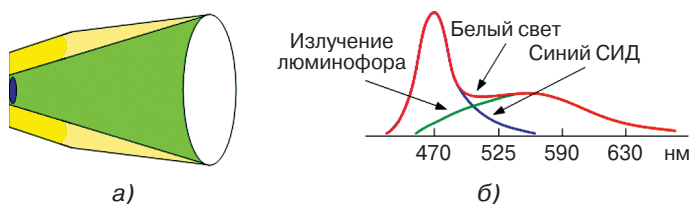


Рис. 3.79. Принцип получения белого света с помощью излучения кристалла синего СИД и нанесенного на него слоя желтого люминофора

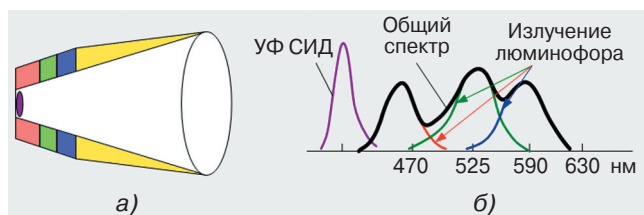


Рис. 3.80. Принцип получения белого света с помощью излучения кристалла ультрафиолетового СИД и RGB люминофора

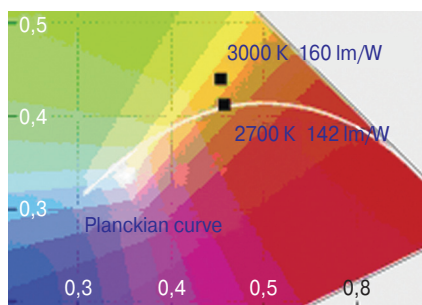


Рис. 3.81. Светоотдача современных светодиодов белого цвета на графике цветностей [40]

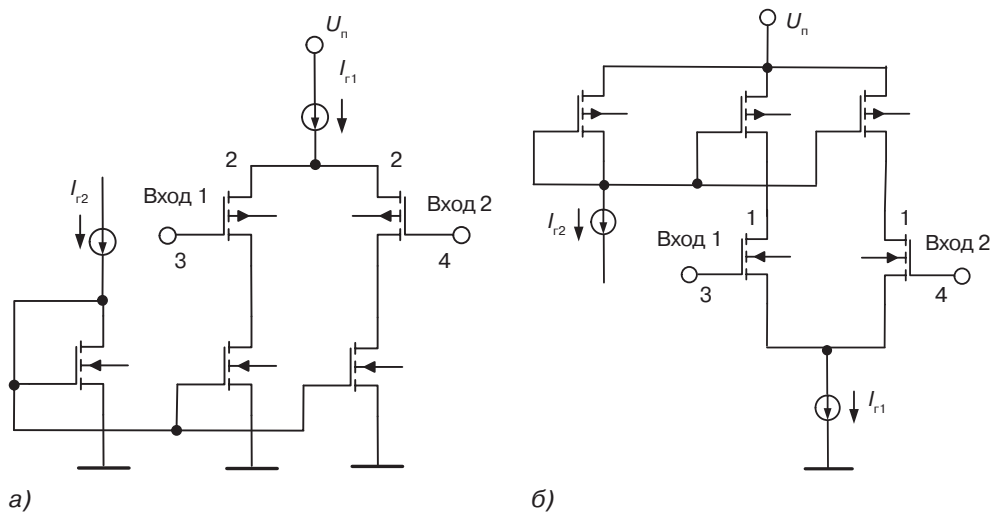


Рис. 3.82*. Схема входных каскадов компараторов на рМОП- (а) и пМОП- (б) транзисторах

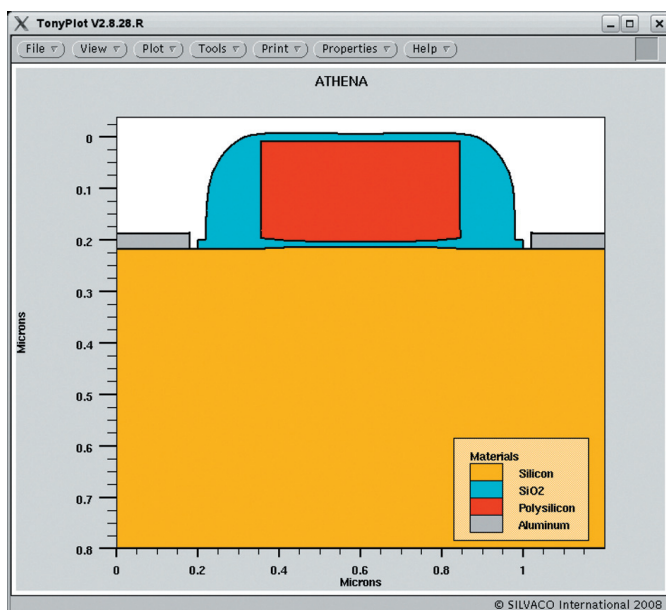


Рис. 5.4. Поперечное сечение исследуемой структуры n-МОП-транзистора

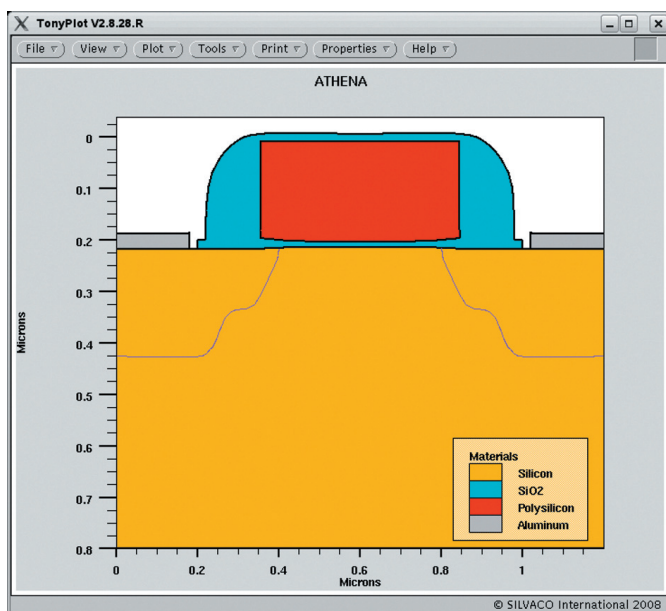


Рис. 5.5. p-n-переходы в исследуемой структуре n-МОП-транзистора

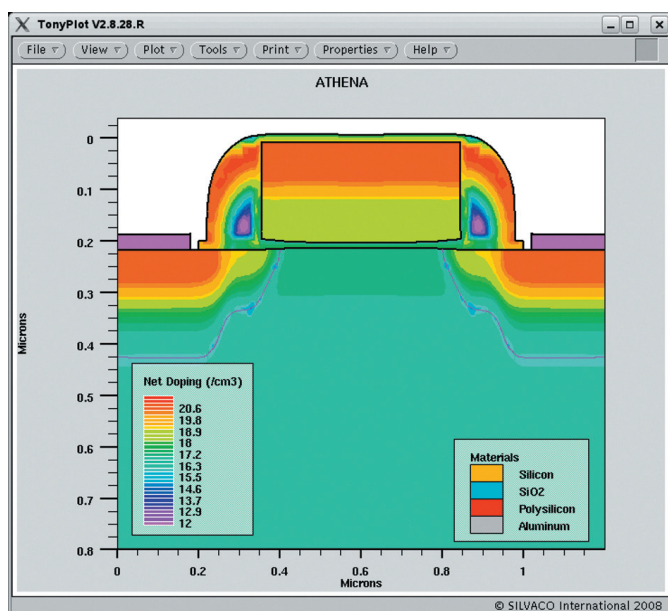


Рис. 5.6. Распределение примесей (в виде изоконцентрационных линий) в исследуемой структуре n-МОП-транзистора

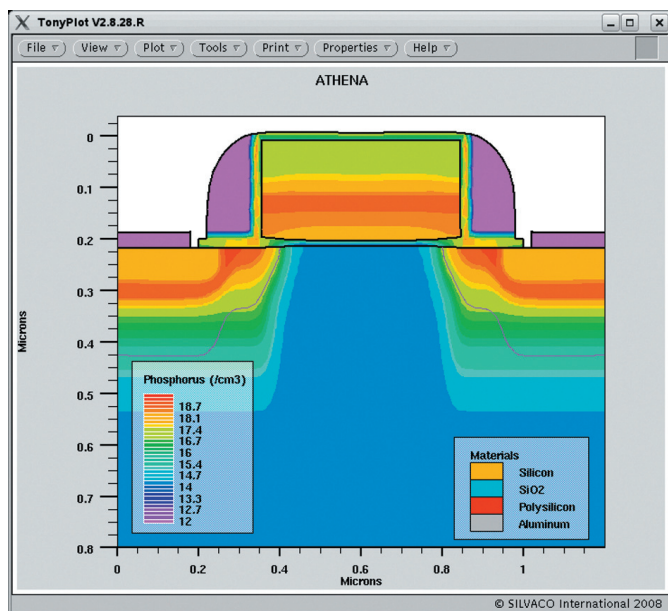


Рис. 5.7. Распределение концентрации фосфора в исследуемой структуре n-МОП-транзистора

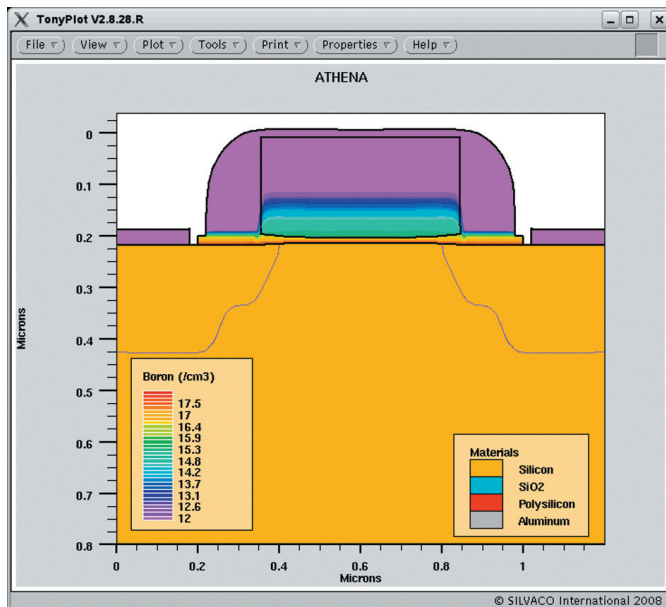


Рис. 5.8. Распределение концентрации бора в исследуемой структуре n-МОП-транзистора

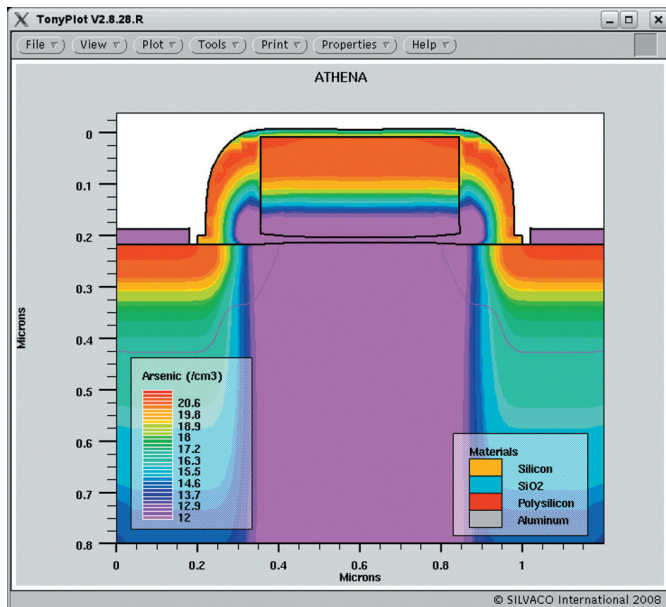


Рис. 5.9. Распределение концентрации мышьяка в исследуемой структуре n-МОП-транзистора

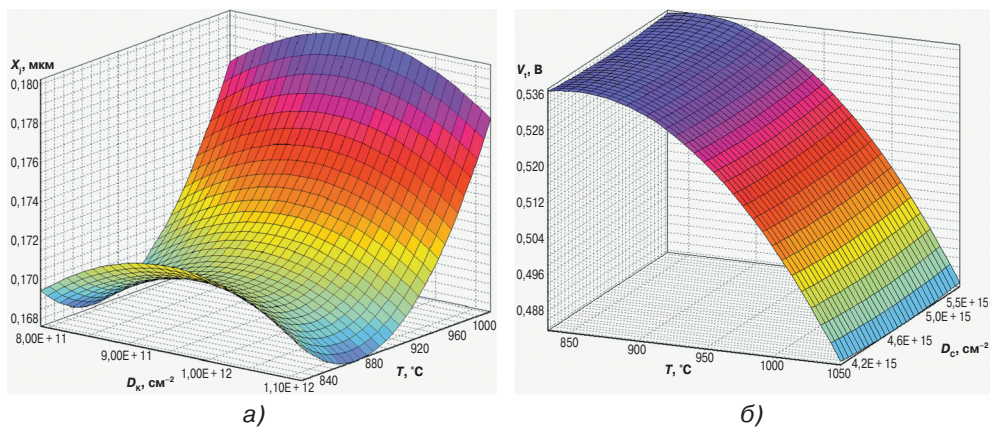


Рис. 5.10. Зависимости $X_j(D_{CH}, T)$ при $D_{DS} = \text{const}$ (а) и $V_{TH0}(D_{DS}, T)$ при $D_{CH} = \text{const}$ (б), полученные с использованием аппроксимационных полиномов

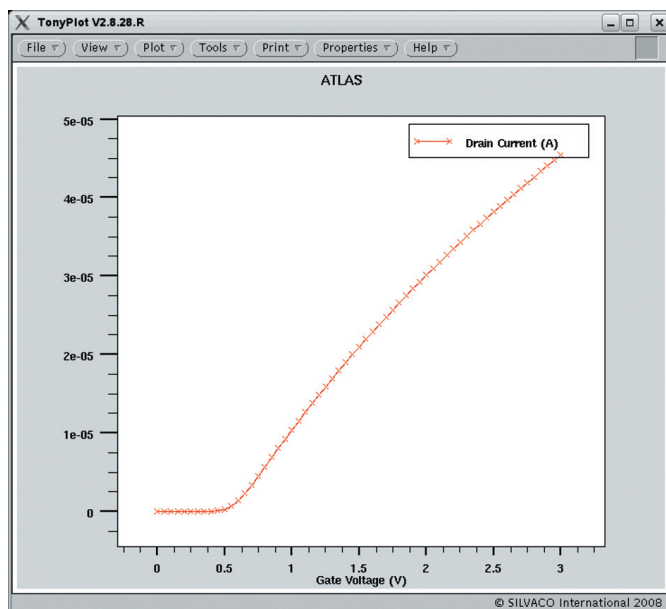


Рис. 5.14. Результат расчета вольт-амперной характеристики n-МОП-транзистора, полученного при номинальных технологических параметрах (порогового напряжения $V_{TH0} = 0,511$ В)

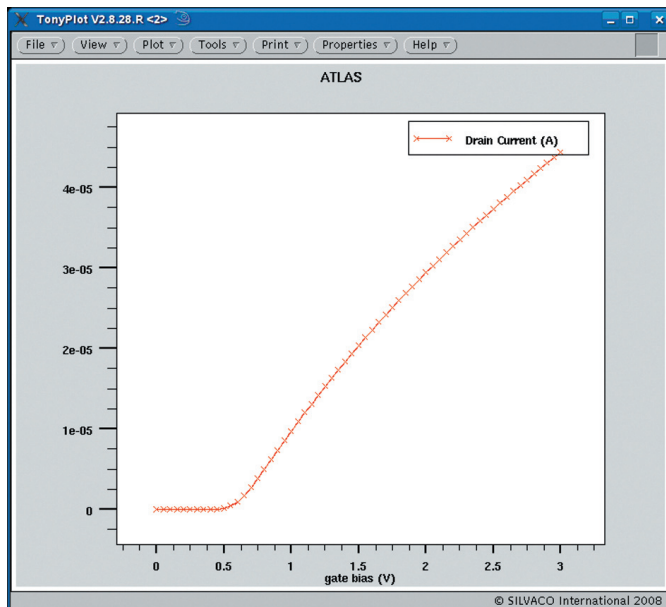


Рис. 5.15. Результат расчета вольт-амперной характеристики п-МОП-транзистора при условиях, дающих максимальное значение величины порогового напряжения ($V_{\text{TH0}} = 0,537$ В) из всех исследованных в статистическом анализе

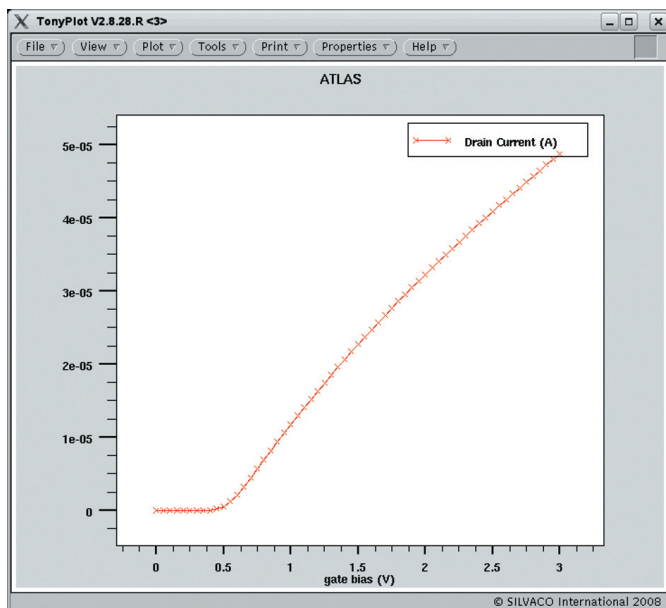


Рис. 5.16. Результат расчета вольт-амперной характеристики п-МОП-транзистора при условиях, дающих минимальное значение величины порогового напряжения ($V_{\text{TH0}} = 0,471$ В) из всех исследованных в статистическом анализе

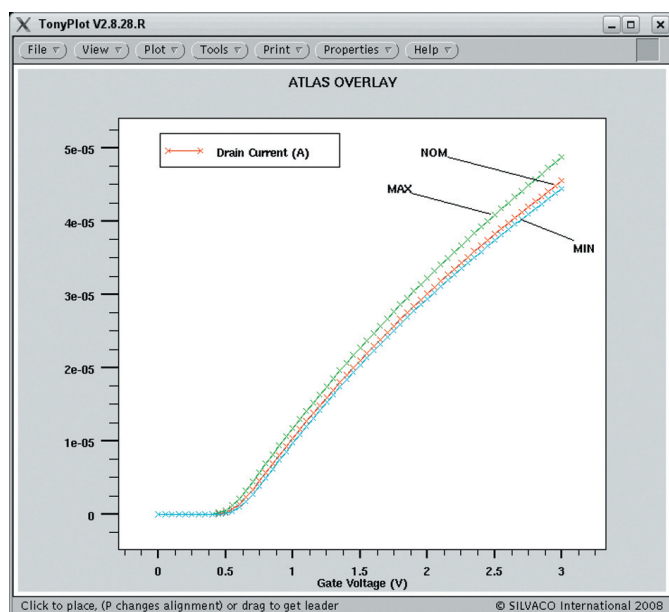


Рис. 5.17. Сводные зависимости напряжения на затворе от тока стока, представленные на рис. 5.32–5.34

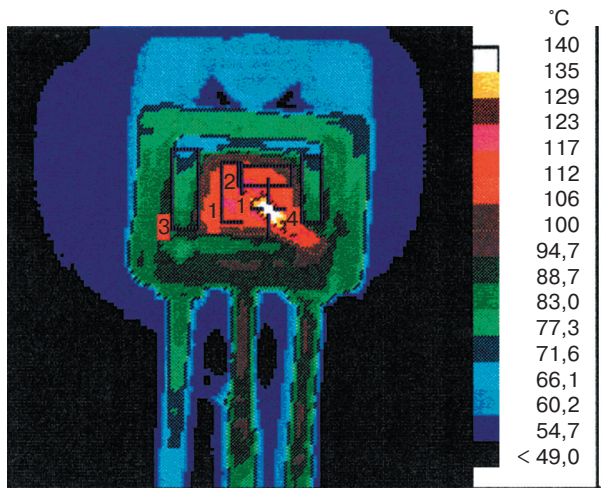


Рис. 6.9. Термограмма распределения температур на МОП-транзисторе, включенном с радиатором

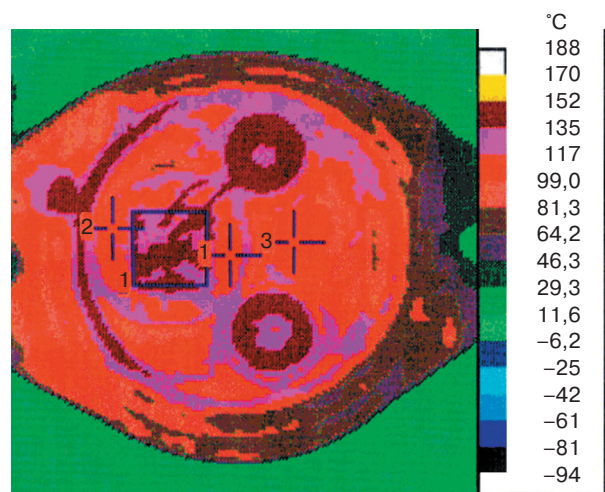


Рис. 6.10. Термограмма распределения температур на МОП-транзисторе, включенном без радиатора

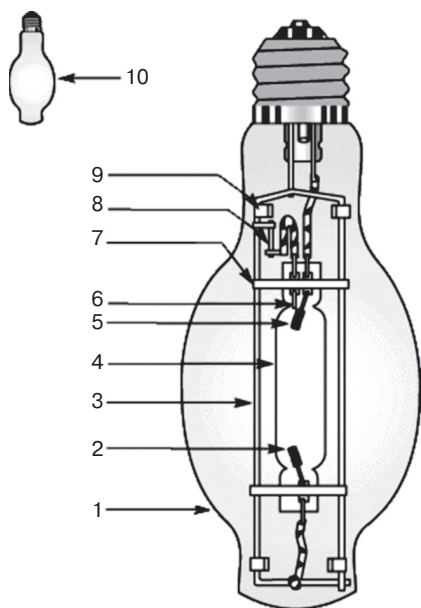


Рис. 3.68. Конструкция ртутной газоразрядной лампы [36]: 1 — наружная колба; 2, 5 — рабочие электроды; 3 — токопроводящие стойки; 4 — кварцевая трубка дугового разряда; 6 — пусковой электрод; 7 — опорные траверсы трубки дугового разряда; 8 — пусковые резисторы; 9 — опорные элементы; 10 — внутреннее люминофорное покрытие

После того как ртутная лампа включена и в ней установился дуговой разряд, ток разряда через пары ртути сам по себе непрерывно нарастает. Поэтому его приходится ограничивать внешним балластным устройством. Средний срок службы ртутных ламп общего назначения составляет 6000–12 000 ч.

Ртутные лампы отличаются высоким световым выходом (в 2–3 раза большим, чем у ламп накаливания общего назначения), большим сроком службы и компактностью, благодаря чему они хорошо подходят для регулирования светового потока. Их недостатки — высокая стоимость лампы и вспомогательного оборудования, синевато-зеленый оттенок свечения и медленный повторный пуск. Цветность ртутной лампы исправляется применением внутреннего люминофорного покрытия.

Люминесцентные лампы состоят из следующих основных деталей (рис. 3.69): стеклянного баллона, двух цоколей (с выводными контактами) на обоих концах баллона и двух подогревных катодов (электронных эмиттеров) из вольфрамовой нити или стальной трубки. Баллон наполнен парами ртути и инертным газом (аргоном); на внутренние стенки баллона нанесено люминофорное покрытие, преобразующее ультрафиолетовое излучение газового разряда в видимый свет. Конструкция лампы, представленная на рис. 3.69, типична для самых распространенных 40 Вт ламп.

Лампа действует следующим образом. Трубка наполнена инертным газом и парами ртути. Внутренние стенки трубки покрыты люминофором. Электрод на одном из концов лампы испускает электроны, которые с большой скоростью летят вдоль лампы, пока не произойдет столкновение со встретившимся атомом ртути. При этом они выбивают электроны атома на более высокую орбиту. Когда выбитый электрон возвращается на прежнюю орбиту, атом испускает ультрафиолетовое излучение. Последнее, проходя через люминофор, преобразуется в видимый свет.

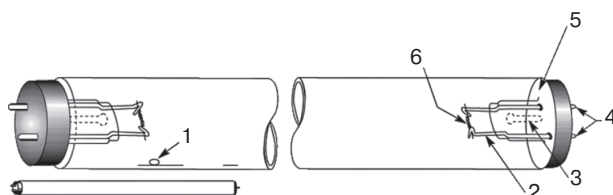


Рис. 3.69. Конструкция люминесцентной лампы с холодными катодами [36]: 1 — ртуть; 2 — штампованная стеклянная ножка с электровводами; 3 — трубка для откачки (при изготовлении); 4 — выводные штырьки; 5 — концевая панелька; 6 — катод с эмиттерным покрытием

Люминесцентные лампы делятся на две группы соответственно типу электродов: с подогревными катодами и с холодными катодами. В лампах с подогревными катодами, которые рассчитываются на большие токи (от 1 до 2 А), как правило, используются спиральные активированные вольфрамовые нити накала. В лампах же с холодными катодами предусматриваются цилиндрические электроды с покрытием из эмиттерных материалов, и они рассчитываются на меньшие токи. Средний срок службы ламп с подогревными катодами зависит от наработки на один пуск: 7500 ч при 3 ч наработки на один пуск и более 18 000 ч в непрерывном режиме. Для ламп же с холодными катодами срок службы не зависит от числа пусков и достигает 25 000 ч.

Лампы с подогревными катодами по способу их пуска делятся на лампы с предварительным прогревом, быстрого и моментального пуска. Как и все другие газоразрядные приборы, лампы с подогревными катодами нельзя присоединять к источнику питания без балластного устройства, ограничивающего ток (рис. 3.70). Лампы с предварительным прогревом нуждаются также в стартере; при пуске такой лампы замыкается стартер, и катоды, соединенные последовательно, подключаются к сети питания, так что по ним проходит ток. После того как катоды разогреются настолько, что могут эмиттировать электроны, стартер автоматически размыкается, и лампа загорается. В благоприятных условиях весь пуск занимает несколько секунд. В лампах быстрого пуска катоды нагреваются постоянно, а разряд возникает при повышении напряжения. Стартеры не требуются, и время пуска значительно меньше, чем у ламп с предварительным прогревом. В лампах моментального пуска не требуется ни прогрева катодов, ни стартера. Просто на катод подается повышенное напряжение, которое вызывает эмиссию электронов и зажигание разряда в лампе.

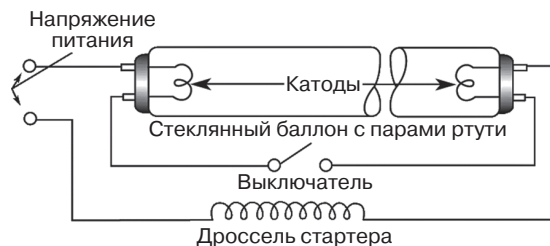


Рис. 3.70. Конструкция люминесцентной лампы с подогревными катодами, рассчитанная на большие токи [36]

К достоинствам люминесцентных ламп относятся высокая световая отдача (до 77 лм/Вт) и большая долговечность. Недостатки — высокая начальная стоимость лампы и светильника, шум дросселя стартера и мерцание. Хотя перечень недостатков обширнее, достоинства столь велики, что уже к 1952 году лампы накаливания в США были вытеснены люминесцентными лампами в качестве основного электрического источника света.

Особого внимания заслуживает проблема снижения энергопотребления электролюминесцентных ламп. В отличие от люминесцентных ламп (в которых свет испускается при возбуждении люминофора ультрафиолетовым излучением газового разряда), в электролюминесцентных лампах, изобретенных в 1936 году, электроэнергия преобразуется непосредственно в свет благодаря применению специальных люминофоров. Лампа представляет собой многослойную конструкцию из слоя люминофора (цинк-сульфидного, активированного медью или свинцом) и двух электропроводящих пластин, одна из которых прозрачна. Устройство электролюминесцентных ламп двух типов показано на рис. 3.71. Цвет свечения лампы (синий, зеленый, желтый или розовый) зависит от частоты напряжения питания, а яркость — от частоты и напряжения. Электролюминесцентные лампы пока что не отличаются большой световой отдачей.

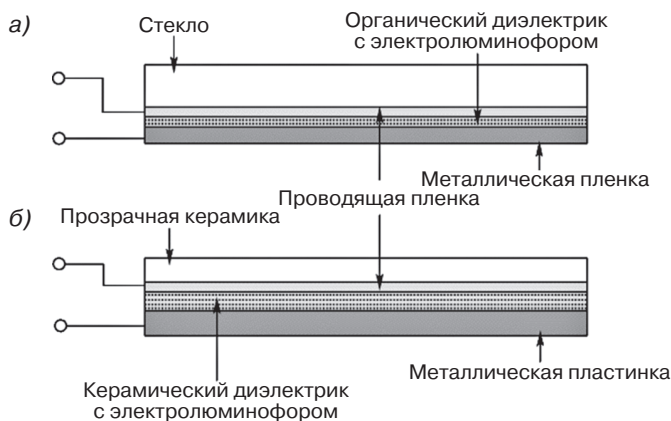


Рис. 3.71. Конструкция электролюминесцентной лампы с использованием органического диэлектрика с электролюминофором (а) и керамического диэлектрика с электролюминофором (б)

Таким образом, история люминесцентных ламп дневного света насчитывает уже много десятков лет. Принцип их работы основан на свечении люминофора под воздействием ультрафиолетового излучения, испускаемого «холодным» плазменным разрядом в парах ртути. Представляют интерес и безртутные люминесцентные лампы с разрядом низкого давления в инертных газах. Все газоразрядные лампы имеют так называемую «падающую» вольт-амперную характеристику. С ростом тока через такую лампу напряжение на ней не растет, а уменьшается. Если ток разряда не ограничивать, он будет лавинообразно расти. Следовательно, газоразрядные источники света должны включаться с такими устройствами,

которые обеспечивают подачу напряжения, достаточного для возникновения разряда, т.е. для зажигания лампы и, одновременно, ограничивают ток разряда на уровне, требуемом для нормальной работы лампы [35].

Стандартная схема подключения к переменной сети люминесцентной лампы приведена на рис. 3.72.

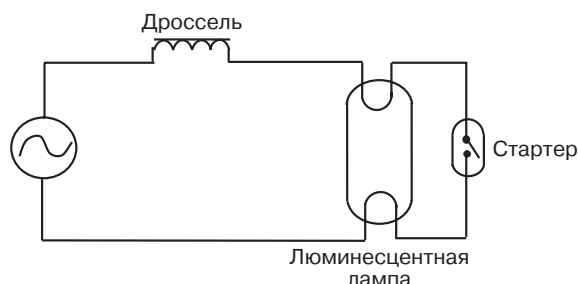


Рис. 3.72. Стандартная схема подключения люминесцентной лампы

Следует отметить недостатки стандартной схемы:

- большие габариты и масса дросселя;
- наличие электромеханического элемента — стартера;
- низкий КПД конструкции из-за резистивных потерь энергии в дросселе;
- схема чувствительна к снижению напряжения в сети (при малом может не зажечься);
- мерцание с частотой 100 Гц;
- относительно низкая надежность (срок службы снижается, если лампа при запуске несколько раз моргает).

Однако в силу высокого КПД самой лампы суммарный КПД конструкции оказывается значительно выше, чем, например, у обычной лампы накаливания при одинаковой мощности. Кроме того, схема имеет низкую себестоимость.

С появлением ламп с «холодным» катодом и успехами в развитии полупроводниковой силовой электроники люминесцентная лампа получила второе рождение. На рис. 3.73 приведена структурная схема электронного драйвера люминесцентной лампы с холодным катодом.

Использование таких драйверов позволило существенно повысить КПД люминесцентных источников света. При этом массогабаритные параметры конструкции и надежность также значительно улучшились.

Преимущества драйвера люминесцентной лампы с холодным катодом:

- благодаря высокочастотной коммутации 12–50 кГц исключаются мерцание и стробоскопический эффект;
- значительно уменьшаются размеры дросселя и всего электронного блока, который может разместиться внутри цоколя лампы;
- схема имеет высоковольтный импульс поджига, гарантированно включающий лампу с первого раза, что исключает мерцание при включении;
- более высокий КПД.

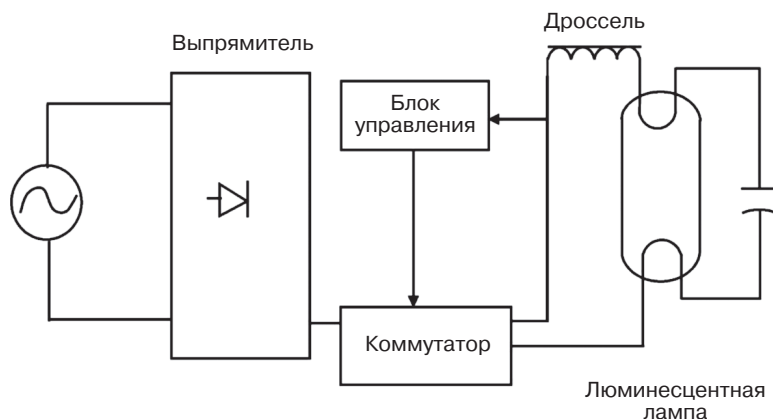


Рис. 3.73. Структурная схема драйвера люминесцентной лампы с холодным катодом

Области применения люминесцентных ламп с холодным катодом (с электронным балластом):

- освещение;
- планшетные компьютеры;
- сканеры и копировальные аппараты;
- цифровые камеры;
- ноутбуки и плоскостельные мониторы;
- PQS (торговые) — терминалы;
- подсветка шкал и индикаторов в различных приборах.

Отечественная микросхема **ILA3354N** является типовым представителем семейства интегральных устройств силовой электроники, предназначенных для организации энергосберегающего управления осветительной техникой при применении люминесцентных ламп. Используется эта микросхема для запуска, контроля и выключения высокочастотной генерации электронного балласта для люминесцентных ламп в зависимости от заранее запрограммированных управляющих сигналов.

Технологически микросхема реализована на биполярной технологии с изоляцией p-n-переходом.

Фактически ILA3354N (напряжение питания 10 В, ток потребления 1,5 мА) реализует функцию контроллера управления блоком питания люминесцентной лампы.

Микросхема организована в виде ряда взаимосвязанных функциональных блоков:

- схема, осуществляющая выбор температурного режима;
- тактовый генератор;
- схема запуска и отключения высокочастотной генерации;
- схема обнаружения ошибки;
- схема определения выбора лампы;
- блок переключения режимов.

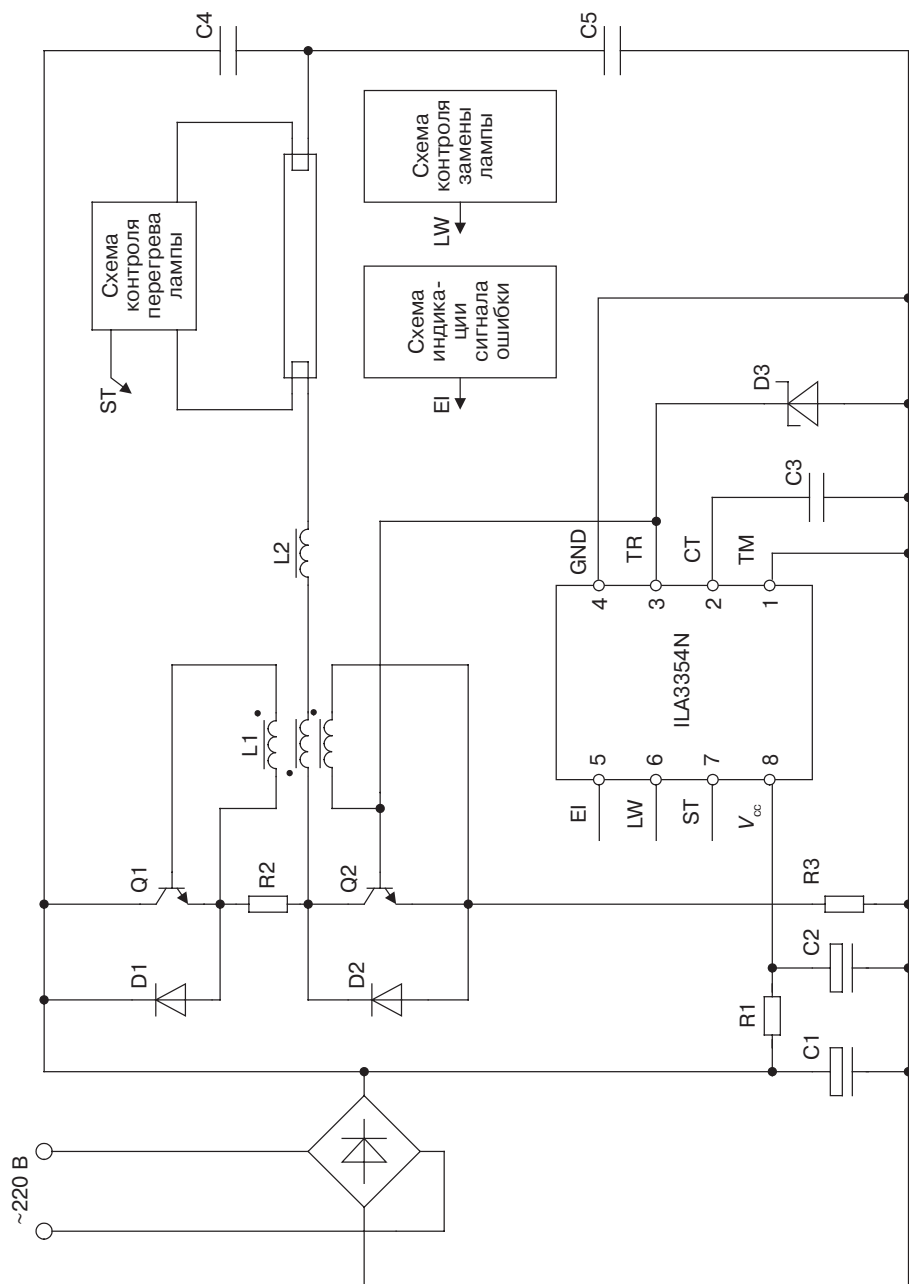


Рис. 3.74. Схема применения ИМС ILA3354N для управления блоком питания люминесцентной лампы

Принципиальная электрическая схема обеспечивает выполнение следующих функций:

- защиту от перегрева без дополнительных внешних компонентов;
- запуск алгоритма опроса для определения неисправной люминесцентной лампы;
- ИМС имеет таймер выхода и минимальное количество внешних навесных элементов;
- автоматический запуск при замене ламп.

На рис. 3.74 представлена электрическая схема законченного устройства контроллера управления блоком питания люминесцентной лампы.

В промышленных производствах часто используется и другой тип лампы — индукционные лампы. Принцип работы индукционной лампы основан на идее Н. Тесла, выдвинутой им еще в конце XIX столетия [37]. Индукционная лампа (рис. 3.75) работает как обычная флуоресцентная, но при этом не имеет электродов. По сути, она представляет собой трансформатор, в котором роль вторичной обмотки играет колба лампы, заполненная газом. Магнитное поле, создаваемое двумя катушками, порождает электрическое поле в замкнутом витке (колбе лампы). Оно, в свою очередь, порождает электрический ток, который разогревает плазму, излучающую в ультрафиолетовом диапазоне. Под воздействием ультрафиолетового излучения плазмы люминофор излучает в видимом спектре частот, т.е. создает видимый свет.

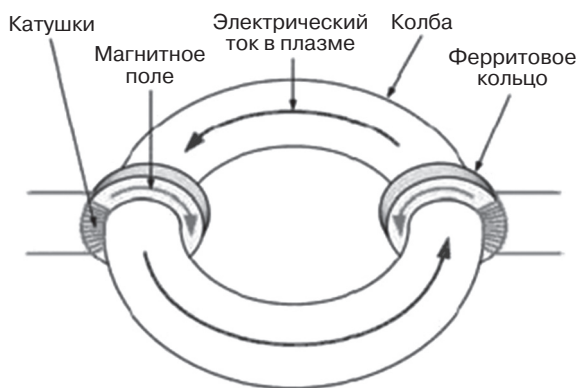


Рис. 3.75. Индукционная лампа

3.5.4. Микросхемы управления светодиодными источниками света

Достаточно подробно история создания и развития светодиодов описана, например, в статьях [37, 38]. Остановимся на ее основных этапах.

Первые открытия в области электролюминесценции полупроводников были сделаны совершенно случайно.

1907 г. Английский инженер Х.Д. Раунд (лаборатория Маркони) случайно заметил, что у работающего детектора вокруг точечного контакта возникает свечение.

1922 г. Русский 18-летний радиолюбитель Олег Владимирович Лосев во время своих ночных радиовахт обнаружил свечение кристаллического детектора. Он

попытался найти этому физическому явлению практическое применение. Лосев писал: «У кристаллов карборунда (полупрозрачных) можно наблюдать (в месте контакта) зеленоватое свечение при токе через контакт всего 0,4 мА... Светящийся детектор может быть пригоден в качестве светового реле как безынерционный источник света». Карборунд — это карбид кремния (SiC). На практическое применение изобретатель успел получить до своей гибели в 1942 г. четыре патента. Квантовый выход излучения диодов на основе карбида кремния (количество излученных квантов на одну рекомбинированную пару) был очень низок.

Для того чтобы полупроводник светился, не требуется нагревания, как, например, в лампах накаливания. Это безынерционный источник света [37].

1951 г. В США создан центр по разработке «полупроводниковых лампочек, действующих на основе «эффекта Лосева», где его возглавил К. Леховец. Выяснилось, что германий (Ge) и кремний (Si), на основе которых делаются полупроводниковые транзисторы, бесперспективны для получения светодиодов из-за слабого испускания фотонов на p-n переходе. Практическая реализация твердотельных источников света стала возможной лишь в 60–70-х годах XX века после обнаружения эффективной люминесценции фосфида, арсенида галлия (GaP, GaAs) и их твердых растворов. На их основе были созданы первые светодиоды, и был заложен фундамент оптоэлектроники.

1960-е годы. Ник Холоньяк, США, создал первые, имеющие промышленное значение светодиоды с красным и желто-зеленым свечением на основе структур GaAsP/GaP. Внешний квантовый выход был не более 0,1%. Длина волны излучения этих приборов находилась в пределах 500...600 нм в области наивысшей чувствительности человеческого глаза. Световая отдача светодиодов составляла от 1 до 2 лм/Вт, что было достаточно для целей индикации.

1970-е годы. Ж.И. Алферов с сотрудниками (СССР) разработал так называемые многопроходные двойные гетероструктуры, позволившие значительно увеличить внешний квантовый выход. Использовались структуры на основе арсенидов галлия-алюминия ($\text{Ga}_{(1-x)}\text{Al}_{(x)}\text{As}$), и был достигнут внешний квантовый выход до 15% для красной части спектра (световая отдача до 10 лм/Вт) и более 30% для инфракрасной. Ж.И. Алферов получил золотую медаль Американского физического общества по исследованию гетероструктур на основе $\text{Ga}_{(1-x)}\text{Al}_{(x)}\text{As}$ еще в 70-х годах прошлого века. В 2000 г. ему была присуждена Нобелевская премия, когда стали очевидными важность и огромное значение его работ для развития науки и техники.

Дальнейшее развитие светодиодов сдерживалось отсутствием приборов, излучающих в синем диапазоне. Исследовалась возможность получения синих и зеленых светодиодов с использованием кристаллов нитрида галлия (GaN) и селенида цинка (ZnSe). У диодов на основе твердых растворов селенида цинка (ZnSe) квантовый выход был достаточно высокий, но они перегревались из-за большого сопротивления и служили недолго. Нитриды элементов группы III (AlN, GaN, InN) и их сплавы представляют собой широкозонные полупроводники с прямыми оптическими переходами. Они оказались наиболее перспективными материалами для изготовления световых и лазерных диодов, излучающих во всей видимой и ультрафиолетовой (от 240 до 620 нм) областях спектра. Проблемами, которые сдерживали получение высококачественных пленок GaN, были: отсутствие высококачественных подложек, парамет-

ры решетки и коэффициент теплового расширения которых соответствовали бы решетке нитрида галлия, и получение кристаллов р-типа. В 60-е годы предпринимались попытки получить р-тип кристалл GaN легированием элементов группы II (Mg, Zn, Be), которые использовались как акцепторы. Они закончились неудачей.

1970-е годы. В США группа Дж. Панкова (RCA, Princetone) из лаборатории компании IBM создала фиолетовые и голубые диоды на основе пленок нитрида галлия GaN на сапфировой подложке. Рассогласование решеток GaN и сапфира составляет 13,5%. Квантовый выход был достаточно высоким (доли процента), но срок службы очень малым. Сопротивление диодов из-за низкой концентрации дырок в р-области р-n перехода и высокой концентрации дефектов оказалось слишком большим. Диоды быстро перегревались и выходили из строя. Панкову не удалось осуществить легирование р-типа.

Начало 1980-х годов. Г.В. Сапарин и М.В. Чукичев (МГУ им. Ломоносова, Москва, СССР) обнаружили, что после действия электронного пучка образец нитрида галлия, легированный Zn, становится ярким люминофором. Но причину яркого свечения (активация акцепторов Zn под влиянием пучка электронов) тогда понять не удалось.

1980-е годы. И. Акасаки (Нагойский университет, Япония) предложил включить между сапфиром и активным слоем буферный слой AlN, что помогло снять проблему несоответствия кристаллических решеток и в 1986 году получить пленки GaN высокого качества. В 1989 г. И. Акасаки вместе с Аmano изготовили образец р-типа. Они изучали под электронным микроскопом пленку GaN, легированную Mg, и обнаружили свечение образца после бомбардировки электронами. Они установили, что образец приобрел проводимость р-типа. Они объяснили это тем, что под воздействием электронного пучка на пленку атомы Ga замещаются атомами Mg. И. Акасаки и Аmano заявили патент на легирование GaN р-типа.

Конец 1980-х — начало 1990-х. Шуджи Накамура (Shuji Nakamura), фирма Nichia Chemical, Япония. Один из немногих в то время, кто не оставил без внимания работы Акасаки и Аmano. Он быстро воспроизвел их результаты, обнаружил небольшой нагрев образца во время его облучения электронами. Подверг образец отжигу в атмосфере азота, при котором сопротивление образца понизилось. Первый синий светодиод Накамура изготовил 28 марта 1991 года. Два с половиной года ушло на работы по повышению яркости свечения светодиода. 29 ноября 1993 года фирма Nichia Chemical объявила, что завершила разработку голубых светодиодов на основе нитрида галлия. Первый коммерческий синий светодиод, разработанный Накамурой, был выпущен фирмой Nichia Chemical в начале 1994 года на основе гетероструктуры InGaN/AlGaIn с активным слоем InGaIn, легированным Zn (рис. 3.76, см. цв. вклейку).

Выходная мощность синего диода составляла 3 мВт при прямом токе 20 мА, квантовый выход — 5,4%, длина волны — 450 нм. Затем был изготовлен зеленый светодиод за счет увеличения концентрации In в активном слое. Он состоял из 3-нм активного слоя InGaIn, заключенного между слоями р-AlGaIn и n-GaIn, выращенными на сапфире. Тонкий слой InGaIn сводит к минимуму влияние рассогласования решеток: упругое напряжение в слое может быть снято без образования дислокаций, и качество кристалла остается высоким. В 1995 году при еще меньшей

толщине слоя InGaN и более высоком содержании In удалось повысить силу света до 10 кд на длине волны 520 нм, а квантовую эффективность до 6,3%. Накамура запатентовал ключевые этапы технологии, и к концу 1997 года фирма Nichia уже выпускала от 10 до 20 млн. голубых и зеленых диодов в месяц.

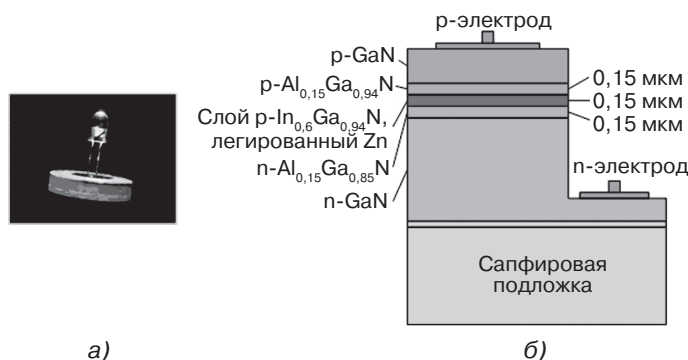


Рис. 3.76. Синий светодиод (а) на основе нитрида галлия и его структура (б) [38]. Сапфир — это окись алюминия Al_2O_3

2004 год. Внешний квантовый выход фиолетовых/голубых/зеленых светодиодов на основе GaN и его твердых растворов (InGaN, AlGaN) достиг значений 29/15/12% соответственно, а их светоотдача от 30 до 50 лм/Вт. Внутренний квантовый выход для кристаллов с мощным теплоотводом достиг 100%. Рекорд внешнего квантового выхода для красных светодиодов достиг тогда же 55%, а для синих — 35%. Внешний квантовый выход излучения для желтых и красных светодиодов на основе твердых растворов AlInGaP достиг значений от 25 до 55%, а светоотдача — 100 лм/Вт.

В наши дни перспективными технологиями производства светоизлучающих диодов (СИД) считаются [34]:

- InGaN или GaN на подложке из карбида кремния;
- AlInGaP.

Соединения InGaN, GaN на подложке из карбида кремния интересны в плане производства высокоэффективных кристаллов зеленого и голубого цветов. Также на их основе производятся светодиоды белого цвета.

AlInGaP — технология позволяет получать светодиоды красного свечения.

Упрощенно светодиодную лампу можно представить в виде конструкции, состоящей из корпуса с закрепленным в нем излучающим кристаллом, и простейшей оптической системы — линзы (рис. 3.77, см. цв. вклейку).

Так, на рис. 3.77а представлен эскиз вертикального сечения типовой конструкции светодиодного устройства, включающего корпусированный кристалл, посаженный в специальный корпус со слоем люминофора на прозрачной крышке, а основание кристалла с отражательным покрытием через теплопроводящий слой посажено на подложку. Конструкция на рис. 3.77б с планарными выводами отличается наличием пластиковой линзы в верхней части корпуса светодиода и использованием металлической (медной или алюминиевой) основы.

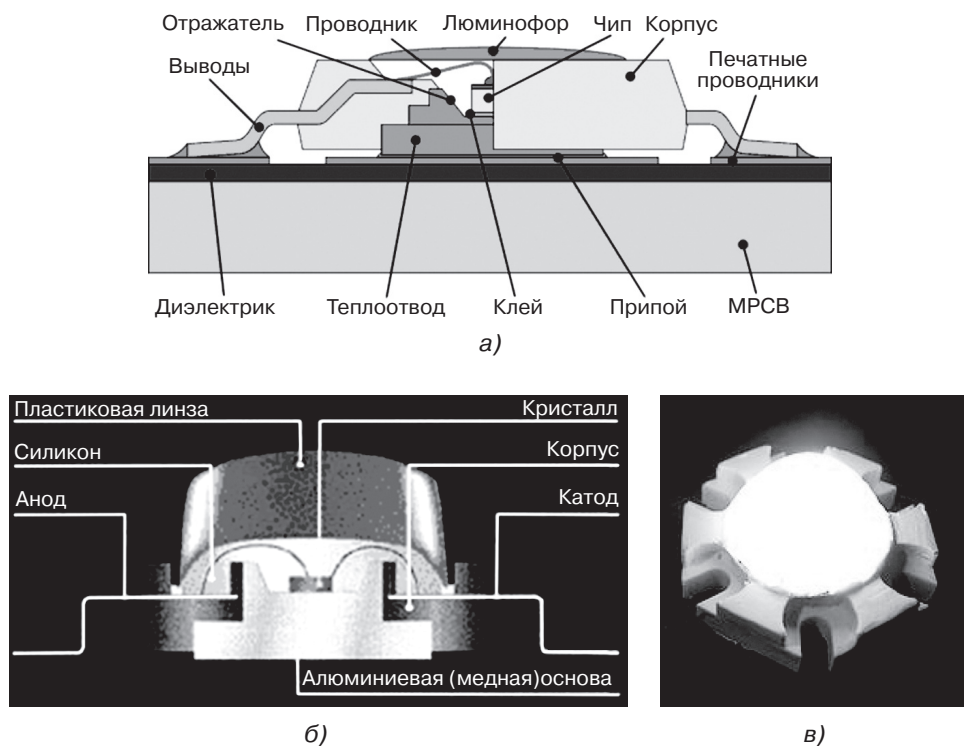


Рис. 3.77. Примеры конструкции светодиодных устройств [39, 41, 42]: эскиз вертикального сечения типовой конструкции светодиодного устройства (а); конструкция с планарными выводами (б); конструкции светодиода с увеличенной площадью теплоотвода (в)

На рис. 3.77в представлен внешний вид конструкции светодиода с увеличенной площадью теплоотвода.

Существует четыре способа создания белых СИД [37]. Один из них — смешение излучения трех или более цветов (как в телевидении). На рис. 3.78 (см. цв. вклейку) показан принцип получения белого света путем смешивания излучения красного, зеленого и синего светодиодов. Для практических применений этот способ неудобен, поскольку необходимо иметь несколько источников различного напряжения, много контактных выводов и устройства, смешивающие и фокусирующие свет от нескольких СИД. Данный способ применим, например, при создании светодиодного экрана, в котором один пиксель (ячейка) состоит из трех светодиодов — красного, зеленого и синего.

Второй способ — это смешение излучения голубого диода с излучением желто-зеленого люминофора. На рис. 3.79 (см. цв. вклейку) показан принцип реализации второго способа получения белого света. Третий способ — смешение излучения голубого диода с излучением зеленого и красного люминофоров. В настоящее время данные способы наиболее часто используются, поскольку являются наиболее простыми, при этом используется кристалл СИД с гетероструктурами на основе InGaN/GaN.

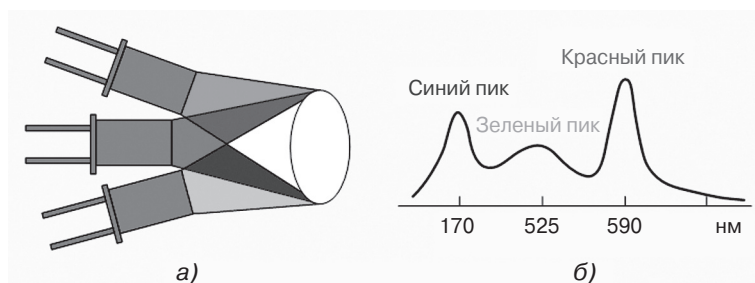


Рис. 3.78. Принцип получения белого света путем смешивания излучения красного, зеленого и синего светодиодов

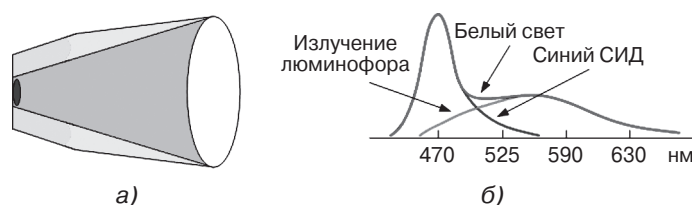


Рис. 3.79. Принцип получения белого света с помощью излучения кристалла синего СИД и нанесенного на него слоя желтого люминофора

Четвертый способ получения белого света — смешение излучения красного, зеленого и голубого (RGB) люминофоров, возбуждаемых ультрафиолетовым светодиодом (рис. 3.80, см. цв. вклейку). Этот способ использует технологии и материалы, которые разрабатывались в течение многих лет для люминесцентных ламп. Способ является менее эффективным, во-первых, из-за потерь энергии при преобразовании света от светодиодов в люминофорах и, во-вторых, из-за несоответствия спектра излучения светодиода и спектра возбуждения люминесценции люминофоров.

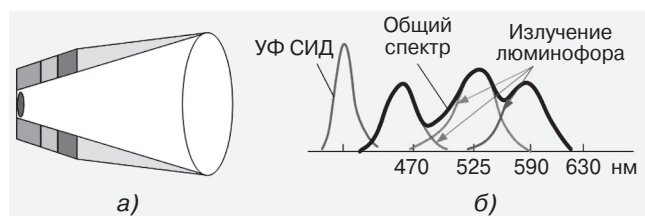


Рис. 3.80. Принцип получения белого света с помощью излучения кристалла ультрафиолетового СИД и RGB люминофора

Следует отметить, что светоотдача всех белых светодиодов ниже, чем светоотдача СИД с узким спектром, поскольку в них происходит двойное преобразование энергии и часть ее теряется в люминофоре.

Световая отдача современных светодиодов достигает 150–170 лм/Вт, хотя теоретический предел технологии их изготовления оценивается в 260–300 лм/Вт [39].

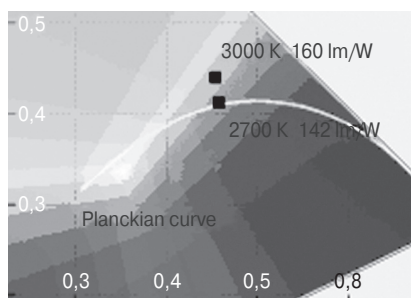


Рис. 3.81. Светоотдача современных светодиодов белого цвета на графике цветностей [40]

Известная компания OSRAM Opto Semiconductors в условиях лаборатории установила рекорд получения световой отдачи светодиода теплого белого цвета свечения на уровне 142 лм/Вт [40]. В условиях лаборатории эффективность такого светодиода теплого белого свечения составила 142 лм/Вт прямо на кривой Планка при 2700 К; при цветовой температуре 3000 К можно достичь эффективности 160 лм/Вт (рис. 3.81, см. цв. вклейку).

Основные фирмы-производители кристаллов светодиодов:

- Cree (США);
- Nichia Chemical Corp. (Япония);
- KingBright Electronics (Тайвань);
- Osram Optosemiconductors (Германия);
- Agilent Technologies (США);
- Lumileds Lighting (США);
- Philips (Нидерланды);
- Группа компаний «Оптоган» (Россия).

Следует отметить, что имеется достаточно большое количество других фирм, которые занимаются только сборкой светодиодов, не имея при этом собственного производства кристаллов.

Показатели энергоэффективности определяются не только конструкцией самой светодиодной лампы, но и во многом зависят от реализации схемы используемого источника питания. В последнее время большое распространение получили интегральные схемы драйверов (схем управления) светодиодов. Фактически они являются энергосберегающими источниками тока, обеспечивающими работу светодиода именно в той точке его вольт-амперной характеристики (рис. 3.82), где достигается наибольший КПД. В большинстве случаев такие драйверы работают по принципу широтно-импульсного регулирования и поддерживают оптимальный режим работы светодиода в широком диапазоне питающих напряжений с КПД преобразования порядка 95%.

Сферы применения светодиодных источников света:

- световые указатели и сигнализация (например, светофоры);
- транспорт (табло и освещение);
- мобильные устройства;
- различные виды подсветки (например, витрины);
- специальные военно-космические применения;

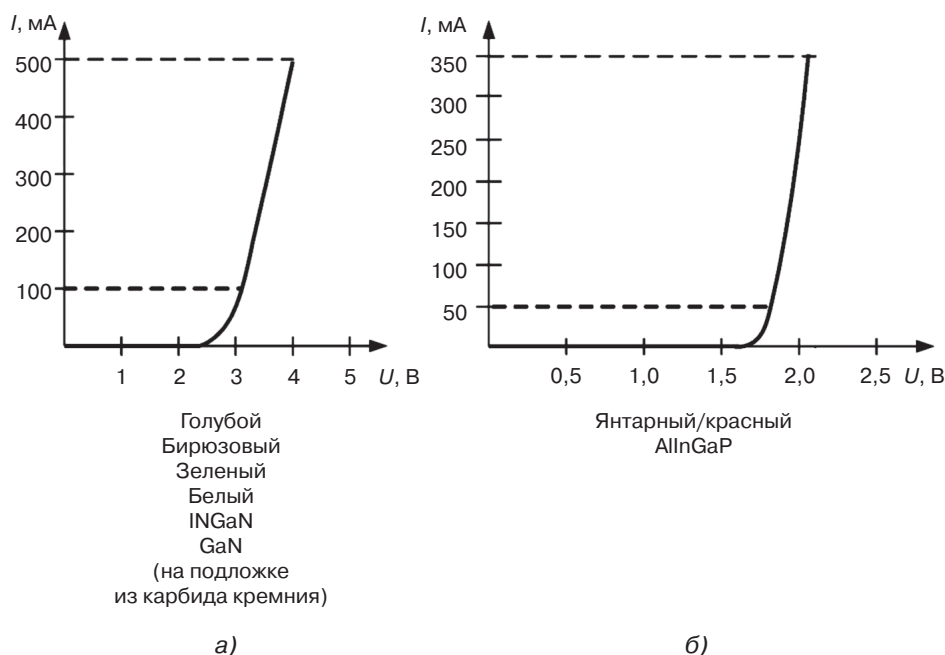


Рис. 3.82. Вольт-амперные характеристики разных типов светодиодов

- коммуникационные и бытовые применения;
- автомобили (освещение салона, фары, указатели поворота, освещение приборной доски);
- светодиодные панели (экраны) на улице.

3.5.5. Отечественные микросхемы драйверов светодиодов

В табл. 3.12 приведен перечень основных отечественных типов ИМС базовой серии драйверов светодиодов, предназначенных для управления различными типами светодиодов и источников света на их основе.

Таблица 3.12. ИМС драйверов светодиодов, выпускаемых отечественной промышленностью

| ИМС | Напряжение питания $U_{сст}$, В | Ток потребления, мА | Частота работы, кГц | Ток диодов, мА | Функциональное назначение | Тип корпуса | Технология |
|-------------------|----------------------------------|------------------------|---------------------|----------------|--|---------------------------|------------|
| IZ1937 | 2,5–10 | 1,9 0,1 мкА (выкл.) | 800–1600 (800) | 5–20 | Драйвер светодиодов белого цвета | Бескорпусная (усл. SOIC8) | Биполярн. |
| IZ7150 IZ7150A | 4–40 | ≤ 4 | | 1,5 А 0,8 А | Мощный драйвер светодиодов (мощный биполярный транзистор встроенный) | Бескорпусная | Биполярн. |

Таблица 3.12 (продолжение)

| ИМС | Напряжение питания U_{cc} , В | Ток потребления, мА | Частота работы, кГц | Ток диодов, мА | Функциональное назначение | Тип корпуса | Технология |
|----------|---|---|---|-------------------------|--|--------------|------------|
| IL9910N | 8–450 | ≤ 1 (выкл.) | 20–30 (25) 80–120 (100) | До 1 А | Универсальные мощные высоковольтные драйверы светодиодов (мощный MOSFET внешний) | 2101.8-A | БикДМОП |
| IL9910D | | | | | | 4303Ю.8-A | |
| IL9910DH | | | | | | 4307.16-A | |
| IZ9910 | | | | | | Бескорпусная | |
| IZ9921 | 80–264 (перем.) 20–400 (пост.) | $\leq 0,35$ | Определяется внутренней линией задержки | 20 | Микросхемы высоковольтных драйверов светодиодов со встроенным MOSFET ключом для управления светодиодными подсветками | Бескорпусные | БикДМОП |
| IZ9922 | | | | 50 | | | |
| IZ9923 | | | | 30 | | | |
| IZ9922A | 80–264 (перем.) 20–400 (пост.) | | | 50 | Микросхемы высоковольтных драйверов светодиодов со встроенным MOSFET ключом, и стабилизацией по среднему значению тока (точность $\pm 3\%$) | Бескорпусная | БикДМОП |
| IL9961D | 8–450 | | | До 700 | Микросхемы высоковольтных драйверов светодиодов (мощный MOSFET внешний) | 4303Ю.8-A | БикДМОП |
| IL9961DH | | | | | | 4307.16-A | |
| IZ9961 | | | | | | Бескорпусная | |
| IL9967D | 8–60 | | Определяется внутренней линией задержки | 750 | Микросхемы высоковольтных драйверов светодиодов со встроенным MOSFET ключом | 4303Ю.8-A | БикДМОП |
| IZ9967 | | | | | | Бескорпусная | |
| TKL201 | 85–265 (перем.) | ≤ 6 (рабочий режим) ≤ 1 (запуск) | 60–74 (67) | Вых. мощность до 100 Вт | Микросхема высоковольтного драйвера светодиодов с повышенной надежностью (мощный MOSFET внешний). Без прямого аналога. | 4303Ю.8-A | БикДМОП |

Таблица 3.12 (окончание)

| ИМС | Напряжение питания U_{cc} , В | Ток потребления, мА | Частота работы, кГц | Ток диодов, мА | Функциональное назначение | Тип корпуса | Технология |
|--------|---------------------------------|---------------------|---------------------|----------------|--|-------------|------------|
| TKL201 | | | | | Не требуется электролитических конденсаторов. Применены дополнительные защиты: от перегрева кристалла (TSD); от повышенного напряжения (UVLO); от повышенного тока (OCP) | | |

Здесь представлены их основные технические характеристики, функциональное назначение, типы корпусов, отличительные особенности. На основании этой таблицы разработчик радиоэлектронной аппаратуры может выбрать конкретный тип микросхемы, в наибольшей степени соответствующий условиям решаемой им технической задачи по созданию высокоэффективного энергосберегающего светодиодного источника.

Действительно, спектр используемых напряжений питания U_{cc} этих микросхем лежит в диапазоне минимальных значений 2,5–10 В до 20–400 В при частотах работы от 20–30 кГц до 0,8–1,6 МГц. Собственные максимальные токи потребления микросхем лежат в диапазоне от 0,1 мА (в состоянии) «выключено» до 0,35 мА, выходные токи светодиодов — от 5 мА до 1,5 А.

Если у большинства перечисленных в табл. 3.12 микросхем имеются зарубежные функциональные аналоги, то у ряда оригинальных микросхем присутствуют дополнительные функциональные возможности, существенно упрощающие их использование в составе законченных блоков и узлов радиоаппаратуры.

Так, например, при использовании в составе электронного блока управления светодиодным светильником микросхемы высоковольтного драйвера с повышенной надежностью типа TKL201 не требуется использовать обязательные для других микросхем внешние электролитические конденсаторы. А в конструкции кристалла этой микросхемы имеются встроенные блоки дополнительной защиты от перегрева кристалла, от повышенного напряжения, от повышенного тока и др. Для реализации этих функций в микросхемах используются компараторы на рМОП и нМОП-транзисторах. Необходимым условием работы компараторов является стабильность их порогов для обеспечения требуемых параметров микросхем (см. цв. вклейку, рис. 3.82*).

Для аппаратуры с батарейным питанием широко применяют ИМС драйверов светодиодов на основе повышающего преобразования, т.е. применяют повышающий импульсный стабилизатор. На рис. 3.83 представлена функциональная схема микросхемы повышающего стабилизатора IZ1937 (драйвера для трех белых светодиодов, питающегося от литий-ионной батареи), предназначенного для управления светодиодами белого цвета, а на рис. 3.84 — типовая схема ее применения в составе устройства светодиодной подсветки.

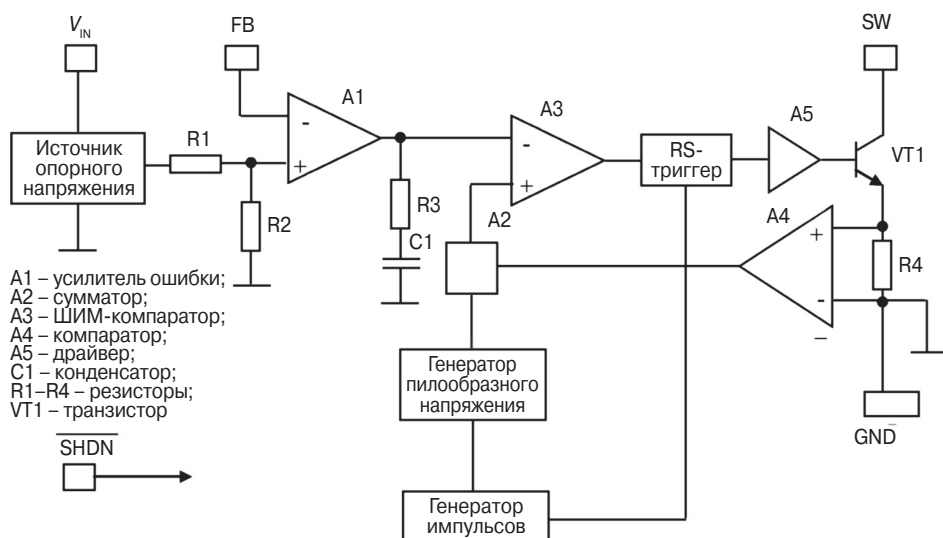


Рис. 3.83. Функциональная схема микросхемы IZ1937

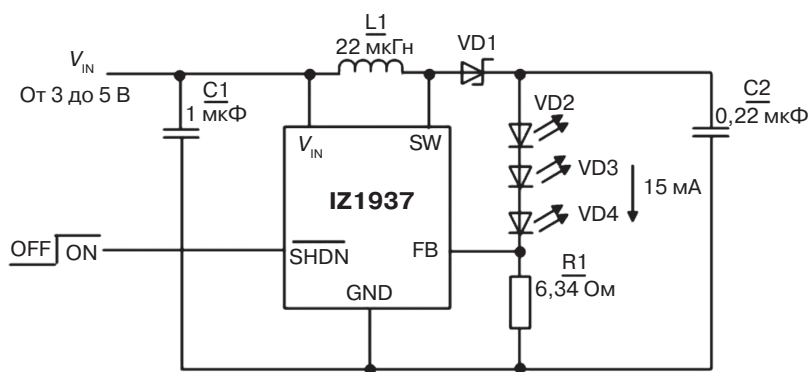


Рис. 3.84. Типовая схема применения микросхемы IZ1937: VD1 – диод Шоттки; VD2–VD4 – светодиоды

Вход V_{IN} повышающего импульсного стабилизатора для управления светодиодами белого цвета подключается к батарее или аккумулятору. С течением времени любая батарея или аккумулятор разряжается. Напряжение на выводе FB (Fly Back) стабилизатора всегда постоянно, что обеспечивается использованием встроенного широтно-импульсного модулятора, и составляет порядка 100 мВ. Следовательно, стабилизируется и величина тока, протекающего через светодиоды LED1, LED2, LED3. Частота работы стабилизатора составляет 1,2 МГц. Численное значение тока через светодиоды задается номиналом резистора R1 (от 5 мА при $R1 = 19,1 \text{ Ом}$ до 20 мА при $R1 = 4,75 \text{ Ом}$).

На рис. 3.85–3.87 приведены типовые схемы применения других микросхем IL7150N, IL7150D; IL9910; IZ9921/22/23. Как видно из этих рисунков, функциональные возможности и электрические параметры представленных в табл. 3.12 мик-

росхем позволяют создавать широкий спектр энергосберегающих высокоэффективных светодиодных источников освещения для разных типов выпускаемых промышленностью светодиодов с применением минимального количества внешних по отношению к микросхемам дискретных элементов (резисторов, диодов, конденсаторов, индуктивностей и транзисторов). Более подробную информацию о микросхемах для светодиодной техники и особенностях их практического применения в составе конкретных осветительных приборах можно получить в литературе [36–42].

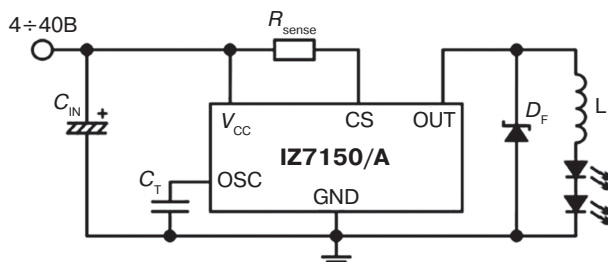


Рис. 3.85. Типовая схема применения микросхемы IL7150N, IL7150D

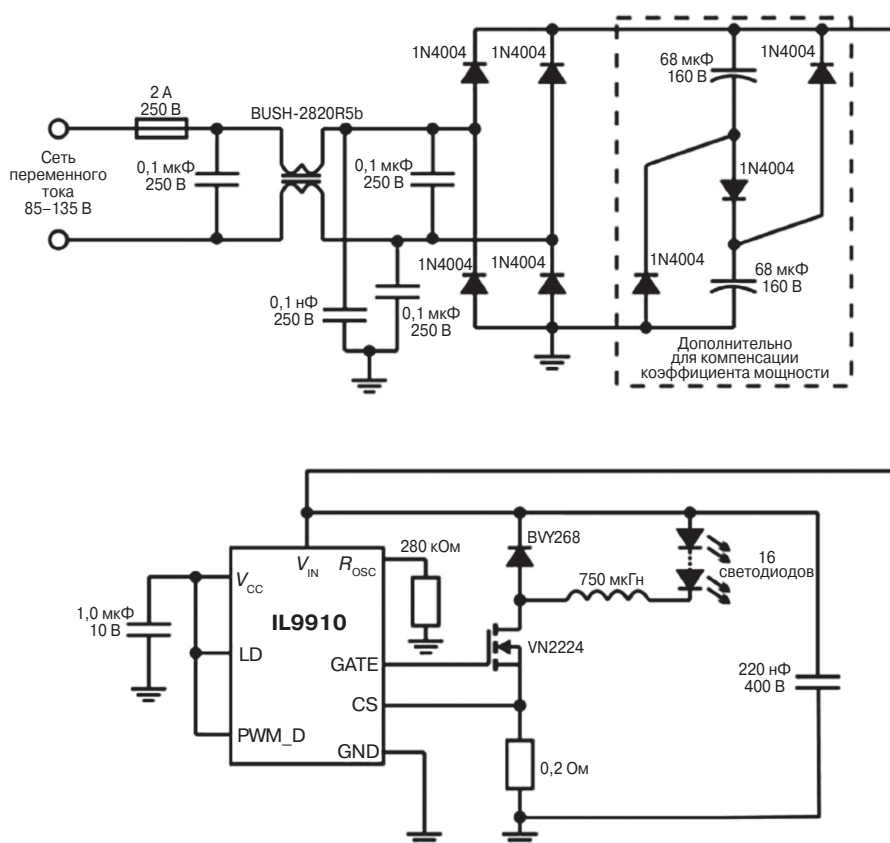


Рис. 3.86. Типовая схема применения микросхемы IL9910

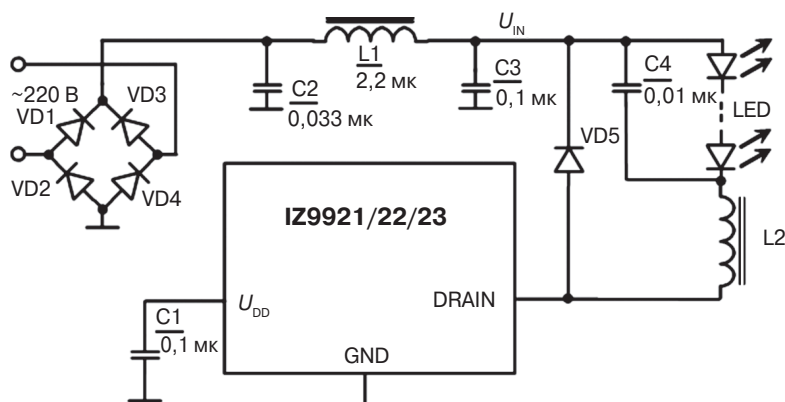


Рис. 3.87. Типовая схема применения микросхем IZ9921/22/23

3.6. Силовые микросхемы для автомобильной электроники

3.6.1. Электронные системы управления автомобилями

Сфера применения электронных приборов и систем в легковых и грузовых автомобилях постоянно расширяется. Стоимость электронного оборудования уже сейчас превышает треть стоимости легкового автомобиля, и процесс «электронизации» автомобилей продолжается. Он затронет практически все электронные системы управления, устройства повышения степени безопасности, приведет к увеличению количества и функциональной насыщенности устройств управления двигателем и различных интеллектуальных устройств. Влияние на рынок оказало и появление электро- и гибридных автомобилей [43].

На сегодняшний день предприятия автомобильной отрасли активно применяют или планируют начать применять в ближайшем будущем разнообразные электронные системы.

Состав базовых электронных систем варьируется для различных типов машин (автомобили, трактора, комбайны, погрузчики и т.д.). Однако из всех типов систем к числу обязательных можно отнести следующие основные электронные (мехатронные) системы:

- системы управления электрооборудованием;
- системы управления двигателя;
- системы управления трансмиссии;
- системы активной безопасности;
- электронные системы управления подвеской;
- информационно-диагностические электронные системы;
- сервисные электронные системы.

Каждая из этих систем может иметь различные конфигурации в зависимости от типа автотранспортных средств. Так, например, в большегрузных шоссейных автомобилях (фурах) используются следующие электронные системы:



- активная система бортового контроля и диагностики;
- пассивная система бортового контроля и сигнализации;
- система обеспечения комфорта и микроклимата;
- система управления режимами работы двигателя;
- система управления коробкой передач и сцеплением;
- система управления тормозами и стабильностью движения;
- система регулирования тягового усилия;
- система управления подвеской тягача;
- система управления тормозами прицепного звена;
- система управления подвеской прицепного звена;
- система обеспечения и учета грузопассажирских перевозок, безопасного транспортного коридора и гибкого ТО;
- электронные устройства обеспечения компьютерной диагностики.

В специальных грузовых автомобилях повышенной грузоподъемности (карьерные самосвалы) используют следующие виды электронных систем:



- система управления тяговым электроприводом;
- унифицированный дисплейный модуль для информационной панели;
- система управления тормозами и стабильностью движения;
- автоматическая система управления ГМП;
- контрольные системы загрузки, расхода топлива и обеспечения безопасности;
- система видеобзора.

Для автомобилей-тягачей с гидромеханической коробкой передач (ГМП) применяют следующий комплекс взаимосвязанных электронных систем управления:



- электронные системы управления ГМП;
- электронные системы управления климатической установкой;
- электронная система центральной накачки шин;
- система контроля прокола шин;
- активная система предотвращения аварийных ситуаций;
- активная система бортового контроля и диагностики;
- система управления двигателем Евро-4;

- система обеспечения и учета грузоперевозок (навигация, контроль расхода топлива, мобильная связь);
- система управления тормозами и стабильностью движения;
- система управления подвеской тягача;
- электронный щиток приборов;
- система датчиков с CAN-выходами;
- электронная система обеспечения компьютерной диагностики.

Современные модели сельхозтехники, особенно колесные трактора, по уровню использования электронных систем управления уже превысили автомобильный транспорт. Так, современный колесный энергонасыщенный трактор «Беларус» уже содержит несколько десятков таких систем, в том числе:



- электронную систему управления двигателем;
- электронные системы управления коробками передач (управление коробками передач с гидроподвижными фрикционными муфтами и гидрообъемными трансмиссиями);
- электронные системы управления агрегатами трактора (передним ведущим мостом, блокировкой дифференциала, валами отбора мощности и т.д.);
- электронные системы управления гидравлическими регуляторами навесной системы (навесные устройства, регуляторы потока для выносных потребителей);
- электронные системы управления сельхозорудиями (опрыскиватели, сеялки, плуги и т.д.);
- электронные системы навигации и глобального позиционирования (совместное проведение работ с сельхозорудиями для внесения удобрений);
- электронные системы кондиционирования;
- электронные информационные системы;
- электронные системы управления активной подвеской кабины и переднего ведущего моста;
- датчики давления, уровня топлива, температуры, частоты, угла поворота, положения с электронным выходом;
- исполнительные устройства: электрогидравлические регуляторы, электрогидравлические пропорциональные распределители потока, электрогидравлические пропорциональные редукционные клапаны;
- органы управления: джойстики, высоконадежные переключатели повышенной герметичности и улучшенного дизайна;
- электронные блоки, позволяющие производить обмен информацией по каналу связи CAN BUS;
- современные устройства отображения.

Многие из электронных блоков управления являются критически важными элементами, поскольку они управляют тормозами, рулем, подушками безопасности. Они по существу должны обеспечить 100% надежность и удовлетворять требованиям, как почти к военной и космической технике, но при этом соответствовать ценам на бытовую электронику. Все это в полной мере относится к полупроводниковым приборам и интегральным микросхемам (ИМС). Полупроводники (дискретные приборы и ИМС) и электронные блоки должны соответствовать многочисленным стандартам, в том числе наиболее известным ISO 9001, ISO/TS 6949, ISO16949, AECQ100.

Состав базовых электронных систем варьируется для различных типов машин. Однако из всех типов систем к числу обязательных можно отнести электронные системы управления двигателем, активной безопасности, управления трансмиссией, информационно-диагностические системы в различных конфигурациях и условно разделить на группы (рис. 3.88) [43, 44, 49, 50]. Для более детального рассмотрения в этом разделе ограничимся только основными и рассмотрим следующие:

- систему управления двигателем внутреннего сгорания;
- систему электропитания (аккумулятор, генераторная установка с регулятором);
- систему внутреннего и наружного освещения (фары, указатели поворотов, стоп-сигнал, освещение салона автомобиля);
- систему управления трансмиссией и ходовой частью (управление подвеской, рулем, коробкой передач, АБС и др.);
- систему управления салоном и кузовом (климат-контроль, панель приборов, блокировка замков, информационная система, навигационная система, стеклоочиститель, подушки безопасности и др.).

В каждой из перечисленных систем в той или иной степени присутствуют элементы силовой электроники. По существу, в автомобиле присутствуют все типы ИМС и полупроводниковых приборов силовой электроники, рассмотренные нами ранее.

Следует отметить, что условия работы электронных блоков автомобиля являются достаточно неблагоприятными для силовых микросхем:

- изменение температуры в широких пределах (от -60°C до $+150^{\circ}\text{C}$), при высокой относительной влажности воздуха (до 80%);
- значительные вибрации и ускорения (до 50 g);
- импульсы напряжения до 400 В, электромагнитные помехи, изменение — напряжения питания от 8 до 15,5 В при 12 В источнике электроэнергии;
- высокая вероятность попадания на корпус и проводники воды, грязи и др.

Систему электропитания и систему управления двигателем внутреннего сгорания мы рассмотрим несколько подробнее, а в остальных системах перечислим силовые ИМС, которые в них применяются.

Особое внимание разработчики электронных систем автомобилей должны уделять методам защиты от помех в электрооборудовании автомобиля. Прежде всего это возникающие «броски» напряжения, импульсы при отключении индуктивностей нагрузки, отключении активной нагрузки, импульсы пускового режима (включение стартера), импульс размыкания аккумулятора, отключения катуш-

ки зажигания и др. Есть специальные стандарты по испытаниям на все виды кондуктивных помех электронного оборудования автомобиля, и при создании электронных систем управления необходимо обеспечить их безусловное выполнение.



Рис. 3.88. ИМС для автомобильной электроники

Система управления салоном и кузовом. Данная система включает в себя климат-контроль, иммобилизатор (охранное устройство), стеклоочиститель, информационную и навигационную системы и др.

Применяются ИМС управления электродвигателями (например, открытие – закрытие стекол дверей, управление электромагнитами блокировки замков дверей, управление реле двигателя – стеклоочистителя и др.)

Схема управления стеклоочистителем выполняет не очень сложную, но чрезвычайно важную функцию, поскольку, создает хорошую видимость из автомобиля в дождливую погоду, обеспечивая безопасность движения [52].

Микросхемы IL33197AN и IL33197AD выполняют функции таймера стеклоочистителя для бортовых систем автомобилей, формируют функцию прерывистой очистки с возможностью регулирования временного интервала очистки от 0,5 с до 30 с, функцию очистки после включения омывателя, функцию непрерывной очистки и применяются для непосредственного управления реле двигателя стеклоочистителя. Микросхемы могут применяться в стеклоочистителях переднего и заднего стекол.

Для расширения области применения в ИМС IL33197AN-01, IL33197AD-01 по требованиям потребителей для защиты от всплесков напряжения при выключении реле двигателя стеклоочистителя по выходу встроен 30В шунтирующий диод Зенера (при 20 В диоде Зенера у IL33197AN и IL33197AD).

ИМС четырехканального драйвера с диодами IL293 с током нагрузки ± 600 мА применяется в автомобильной электронике в контроллерах системы автоматического управления отопителем и в системах автоматического управления комфортом.

Система внутреннего и наружного освещения. Система освещения включает в себя внешнее освещение (фары, габаритные огни, указатели поворота, стоп-сигнал) и внутреннее освещение (освещение салона и приборной панели).

В системе освещения применяются ИМС управления указателем поворотов, управления подсветкой шкалы приборов, интеллектуальные ключи, схема автоматического включения фар при малой внешней освещенности (например, при въезде в тоннель, вечером) и др.

Отечественная промышленность выпускает микросхемы управления реле указателя поворотов IL33193N, IL33193D и микросхемы для подсветки приборной панели автомобиля IL6083N, IL6083AN.

Микросхемы управления реле указателя поворотов помимо основной функции (подачи сигналов на реле поворотов) определяют перегорание одной из ламп, короткое замыкание в нагрузке. В режиме ожидания потребляют очень малый ток. На входе детектора неисправности ламп (вывод 7) реализован высокочастотный фильтр для устранения электромагнитных помех. Частота мигания определяется внешними R, C элементами. При неисправности одной из ламп детектируется изменение тока нагрузки на шунте, и частота мигания увеличивается в 2,2 раза.

По предложениям потребителей разработаны и изготавливаются модификации IL33193N-01, IL33193D-01, IL33193N-02, IL33193D-02, IL33193N-03, IL33193D-03, IL33193N-04, IL33193D-04 микросхемы управления реле поворотов, которые имеют следующие отличия:

- отсутствует вывод 6 «Вход разрешения», внутри ИМС реализуется функция постоянного разрешения;
- пороговый уровень детектора неисправной лампы составляет 85 ± 10 мВ (при 51 ± 5 мВ у микросхем IL33193N, IL33193D, сопротивление шунта 20 мОм), что позволяет работать с шунтом 30 мОм;
- при неисправности одной из ламп частота увеличивается в 2,5 раза;
- микросхемы IL33193N-03, IL33193D-03 имеют в своем составе детектор короткого замыкания.

В остальном эти микросхемы по функционированию и схеме применения идентичны IL33193N, IL33193D.

Для подсветки шкалы приборов автомобиля предназначена микросхема ШИМ-контроллера IL6083N, который управляет внешним мощным MOSFET транзистором, используемым в качестве ключа для подключения нагрузки к источнику напряжения. Микросхема используется для управления яркостью свечения ламп освещения за счет широтно-импульсной модуляции с частотой до 2 кГц и коэффициентом заполнения от 18 до 100%. Микросхема имеет защиту от короткого замыкания, повышенного напряжения питания и напряжения питания обратной полярности, защиту от обрыва земли. Разработана модификация микросхемы IL6083AN с коэффициентом заполнения от 10 до 100% для предприятий, производящих автомобильную электронику в России.

Система управления трансмиссией и ходовой частью. Данная система включает в себя управление подвеской, рулем, коробкой передач, АБС и др.

В системе применяются мощные MOSFET, ИМС управления мощными MOSFET, интеллектуальные ключи и др.

Микросхемы IL33091AN, IL33091AD являются драйверами управления высоковольтным мощным МОП транзистором. Они работают при наличии высоковольтных помех по шине питания, возникающих вследствие быстрой коммутации нагрузок. Микросхема обеспечивает посредством выходной емкости накачку заряда на выводе Gate управления затвором силового МОП транзистора. Управление накачкой заряда (включение/выключение) осуществляется входом Input, совместимым с логическими уровнями КМОП микросхем.

Важной особенностью ИМС IL33091N, IL33091D является наличие блока квадратирования тока (I^2), с помощью которого контролируется мощность, выделяющаяся на внешнем мощном МОП транзисторе. Внешние емкость и резистор определяют время, которое может находиться мощный МОП транзистор при данном уровне превышении допустимой мощности. Этот способ является очень эффективным для защиты мощного МОП транзистора.

Серия интеллектуальных стабилизаторов напряжения ILE42XX с низким остаточным напряжением специализирована для применения в автомобильной электронике и освещена в литературе [47, 50]. Данная серия применяется во многих системах автомобиля.

3.6.2. Силовые микросхемы и полупроводниковые приборы для систем электропитания автомобилей

Система электропитания автомобиля состоит из аккумулятора и генераторной установки (рис. 3.89).

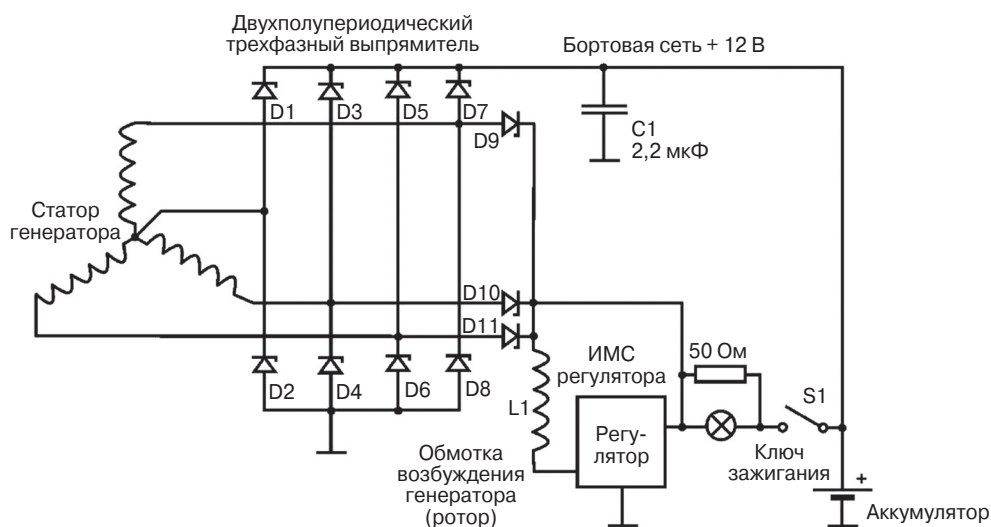


Рис. 3.89. Система электропитания автомобиля

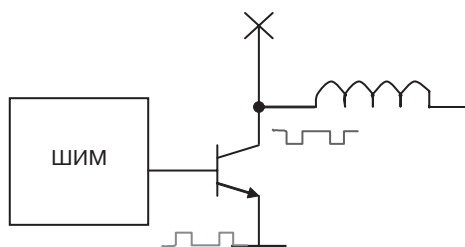


Рис. 3.90. Выходной транзистор регулятора

Генератор автомобиля имеет трехфазную обмотку статора. Ротор имеет обмотку возбуждения. Для ее питания используется щеточный узел, аналогичный щеточному узлу коллекторного электродвигателя. Регулятор изменяет скважность выходных импульсов в зависимости от значения напряжения в бортовой сети автомобиля. Регулятор имеет мощный выходной транзисторный каскад, который подключается к обмотке возбуждения генератора.

Напряжение, вырабатываемое генератором, выпрямляется на внешних выпрямительно-ограничительных диодах Зенера.

При снижении напряжения, вырабатываемого генератором, скважность импульсов на выходе уменьшается (т.е. транзистор большее время находится во включенном состоянии). Это приводит к увеличению напряжения в бортовой сети. При увеличении напряжения наблюдается обратная картина.

Диапазон напряжений, в котором регулятор обеспечивает регулировку напряжения сети автомобиля, называется напряжением регулировки. При снижении напряжения сети ниже диапазона импульсы исчезают, и на транзисторе присутствует низкое постоянное напряжение. При превышении напряжения сети верхней границы диапазона регулировки транзистор переходит в закрытое состояние. Рабочая частота работы регулятора ≤ 1 кГц.

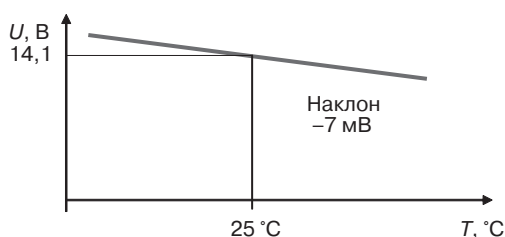


Рис. 3.91. Зависимость выходного напряжения регулятора от температуры

Для генераторной установки отечественной промышленностью выпускается ряд микросхем и полупроводниковых приборов. Это серия микросхем КБ1088ЕП1-4 и матрицы резисторов КБ1088НР2-4 для гибридного регулятора напряжения типа EL14V4C, однокристалльный регулятор 14IVR в корпусе типа ТО-3. Микросхема 14IVR формирует ШИМ-характеристику управления током в обмотке возбуждения автомобильного генератора и содержит входной делитель напряжения, встроенный генератор импульсов, делитель частоты, цифро-аналоговый преобразователь, компаратор. Размещенные на кристалле мощный демпферный диод и транзистор рассчитаны на ток 5 А, при этом остаточное напряжение транзистора — не более 0,5 В.

Напряжение регулирования — $14,1 \pm 0,2$ В, температурный коэффициент изменения напряжения — $7,0 \pm 1,5$ мВ/°С. Отличительная особенность по сравнению с гибридными регуляторами — надежность и стабильность параметров, что подтверждено испытаниями у производителей генераторов и на автозаводах.

Для выпрямительных мостов автомобильных генераторов на напряжение 14 В изготавливаются выпрямительно-ограничительные диоды Зенера IW3527 с пробивным напряжением 27 В.

3.6.3. Электронные системы управления двигателями внутреннего сгорания (ЭСУД)

Наиболее полно реализуют алгоритм управления двигателем внутреннего сгорания цифровые системы и системы на основе микроконтроллера (рис. 3.94). Такие системы обеспечивают оптимальную мощность, максимальную долговечность, максимальную экономичность двигателя, а также минимальную токсичность выхлопных газов [44, 49].

Схематично устройство одного цилиндра бензинового двигателя внутреннего сгорания приведено на рис. 3.92 [54].

Через впускной клапан смесь топлива с воздухом попадает в цилиндр. При движении поршня вверх происходит сжатие смеси в цилиндре. Проскакивающая искра свечи поджигает смесь. Смесь сгорает. Возникает большое давление на поршень, который по схеме движется вниз, заставляя вращаться посредством шатуна коленчатый вал двигателя. Через выпускной клапан происходит выход продуктов горения. Шатун вместе с коленчатым валом называют кривошипно-шатунным механизмом. Обычно у автомобильного двигателя имеется 4 цилиндра, работающие на один коленчатый вал.

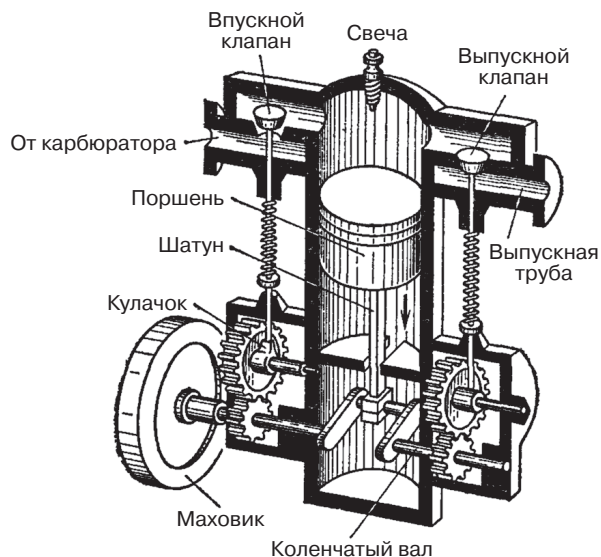


Рис. 3.92. Устройство одноцилиндрового двигателя внутреннего сгорания

Время поджига смеси должно быть оптимальным. Слишком раннее зажигание приводит к тому, что поршень принимает сильные встречные удары (детонация). Это приводит к потере мощности и к форсированному износу деталей двигателя. При позднем зажигании максимальное давление в цилиндре создается после перехода поршнем верхней мертвой точки. Смесь горит в такте расширения и в процессе выпуска. Давление газов не достигает своей максимальной величины, в силу чего мощность и экономичность двигателя снижаются. Происходит повышение токсичности выхлопных газов и повышение температуры двигателя.

Угол опережения зажигания, при котором двигатель развивает максимальную мощность на данном скоростном и нагрузочном режимах, называют оптимальным. Угол опережения увеличивается по определенному закону с увеличением скорости вращения коленчатого вала (рис. 3.93).

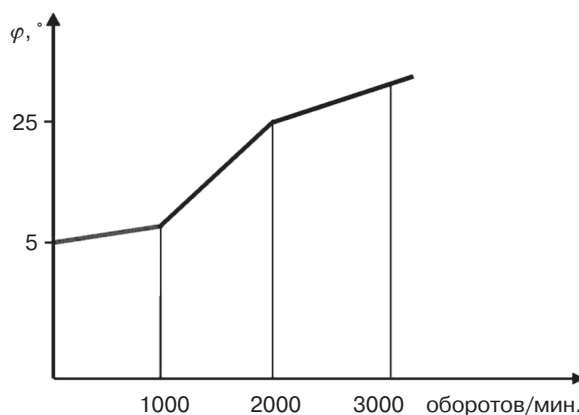


Рис. 3.93. Зависимость угла опережения зажигания от скорости вращения коленчатого вала [53, 55]

Такой закон может быть реализован механическими методами, но более точно можно это сделать электронной регулировкой. Мы не будем рассматривать классическую, но устаревшую механическую систему зажигания (с кулачками и механическим распределителем), а рассмотрим типовую современную электронную систему зажигания, упрощенная структура которой представлена на рис. 3.94. Основой электронной системы управления является плата микроконтроллера, построенная с использованием СБИС микроконтроллера, микросхем памяти (IN24LC04), логических микросхем (IN74HC14AD, IN74HC573ADW), интегрального стабилизатора напряжения ILE4267G и пары ИМС усилителей-формирователей сигнала с датчиков IL1815. Эта плата обрабатывает многочисленные сигналы, поступающие от датчиков (положения коленчатого вала, частоты вращения вала, температур охлаждающей жидкости и воздуха во впускном трубопроводе, детонации, положения дроссельной заслонки, расхода воздуха и др.). Как видно из рис. 3.94, в качестве датчика температуры здесь используются ИМС IL135 или IL235, а в датчике массового расхода воздуха — ИМС операционного усилителя IL9002.

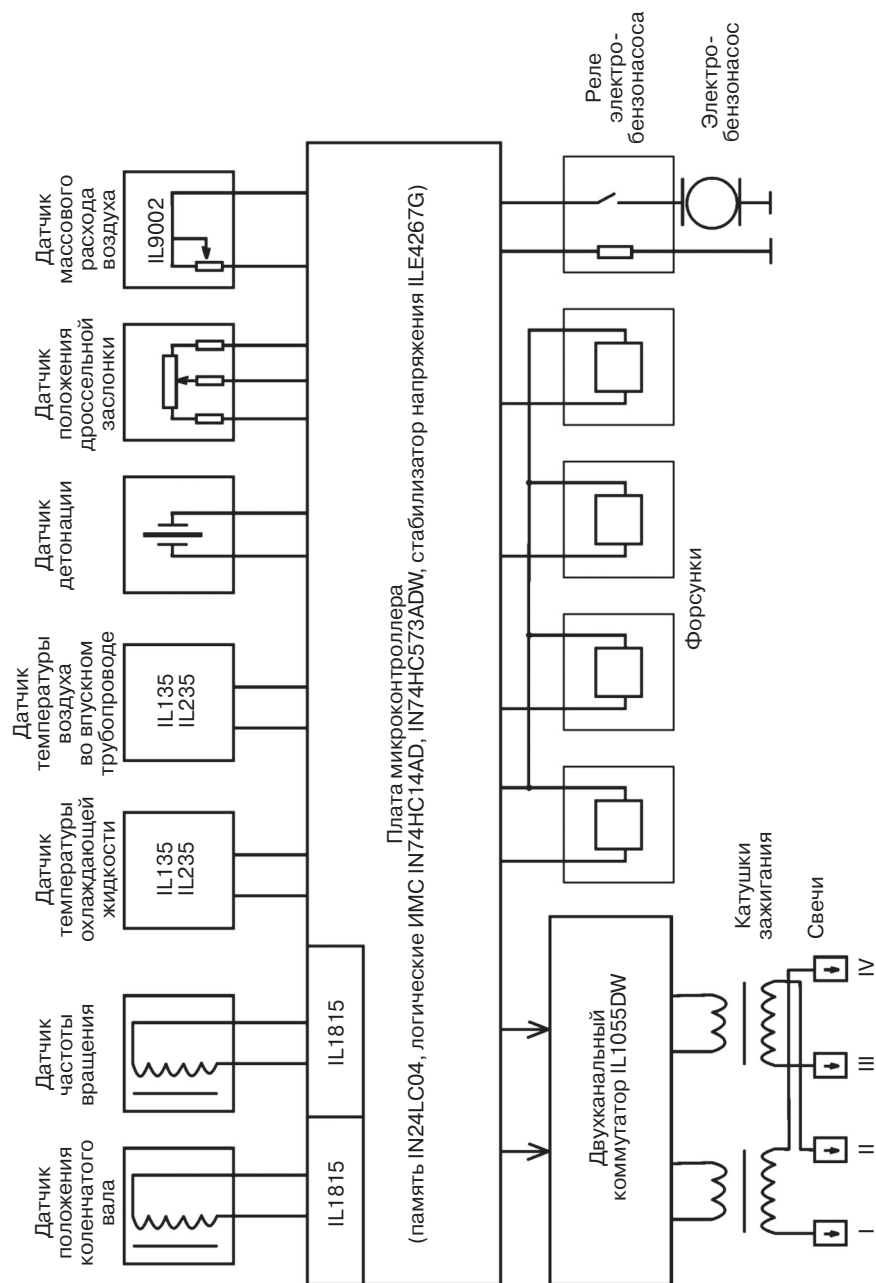


Рис. 3.94. Структура электронной системы управления двигателем

В зависимости от текущего положения и скорости вращения коленчатого вала, температуры охлаждающей жидкости и поступающего в двигатель воздуха, наличия или отсутствия детонации, положения дроссельной заслонки (педаль газа), скорости поступления воздуха в двигатель и др. микроконтроллер вырабатывает соответствующую последовательность сигналов и задает время формирования сигнала поджига каждой свечи (I–IV). Т.е. для каждого цилиндра микроконтроллер определяет «правильный» угол опережения зажигания. Кроме того, микроконтроллер управляет временем подачи смеси топлива в цилиндры путем открывания в соответствующие моменты форсунок, управляет электробензонасосом и др. Двухканальный коммутатор IL1055DW усиливает сигналы поджига свечи, формирует правильную форму, длительность и амплитуду импульса (обычно это 0,2 до 0,6 мс, 290–400 В на первичной обмотке катушки зажигания, 20–25 кВ на вторичной обмотке катушки зажигания). Коммутатор содержит также в своем составе микросхему управления и выходные высоковольтные ключи (каскады Дарлингтона или IGBT).

Что в общем случае может быть отнесено к ИМС и полупроводниковым приборам силовой электроники? Как было сказано выше, силовая электроника сформировалась для эффективного управления, регулирования преобразованием электрической энергии. А любую систему преобразования электрической энергии можно представить в виде блока реализации алгоритмов управления, блока сопряжения, выходного блока преобразования и управления исполнительным устройством. Микросхемы и дискретные приборы, выполняющие функции этих блоков систем преобразования электрической энергии, относятся непосредственно к элементной базе силовой электроники (ИМС формирователя импульсов – микроконтроллер, ИМС коммутатора, ключи коммутатора – каскады Дарлингтона или IGBT). Электрическая энергия аккумулятора или генератора с их помощью преобразуется в электрические высоковольтные импульсы поджига. Кроме того, к силовой электронике можно отнести схему управления форсунками (форсунка работает как электромагнитное реле), схему управления двигателем бензонасоса.

Так, в известных специалистам по автоэлектронике ЭСУД типа «МИКАС», «Январь», «АВТРОН» и др. используются микросхемы IL1815N, IL1815D – усилителя-формирователя сигнала с датчиков, IN24LC04 – энергонезависимой памяти 5128 бит с управлением по I²C шине, ILE4267G – специализированного стабилизатора напряжения, стандартной логики IN74HC14AD (шесть триггеров Шмитта) и IN74HC573ADW (восьмиразрядный регистр), IL135Z, IL235Z прецизионных датчиков температуры, IL1055DW – управления коммутатором зажигания. Микросхемы прецизионного операционного усилителя IL9002 широко применяются в конструкции электронного модуля датчика массового расхода воздуха.

Следует упомянуть и микросхему IL1055DW, которая предназначена для управления двумя мощными IGBT-транзисторами по сигналу от микропроцессора. Она осуществляет формирование управляющих импульсов по сигналам микропроцессора на входе мощного выходного ключа (IGBT – транзистор), задающего ток через катушку зажигания, обеспечивает автоматическое ограничение тока через катушку зажигания на уровне, достаточном для гарантированного формирования искры, обеспечивая при этом равенство токов через каждую катушку за-

жигания. Микросхема применяется в составе двухканального коммутатора модуля зажигания автомобилей с микропроцессорным управлением двигателя внутреннего сгорания.

3.7. Драйверы управления MOSFET и IGBT

3.7.1. Требования к входным сигналам MOSFET и IGBT

По определению MOSFET и IGBT представляют собой переключающие устройства, управляемые напряжением. В электрической цепи управления они не потребляют ток в статическом режиме. Однако непосредственно в моменты переключения в мощных транзисторах протекают значительные импульсы («броски») тока, обусловленные наличием паразитных элементов в структуре (главным образом емкости затвора). Обычно при включении MOSFET ток стока нарастает быстрее, чем происходит спад напряжения в канале транзистора. В результате могут наблюдаться существенные потери мощности при переключении, вызывающие также увеличение тока управления затвором. Оптимальная форма кривой зарядного тока при включении MOSFET приведена на рис. 3.95 [58], на котором изображены временные диаграммы изменения напряжения на затворе $U_{зи}(V_{gs})$, напряжения сток — исток $U_{си}(V_{ds})$, тока стока $I_c(I_{ds})$, тока затвора. На практике реализовать такие эюры очень сложно, но этого и не требуется. Важно, чтобы время нарастания тока затвора было равно сумме времен нарастания тока стока и падения напряжения $U_{си}$. Величина тока затвора должна быть достаточной для заряда емкости затвора. Цепи управления MOSFET являются более простыми и дешевыми, легко воспроизводимыми по сравнению с аналогичными цепями биполярных транзисторов.

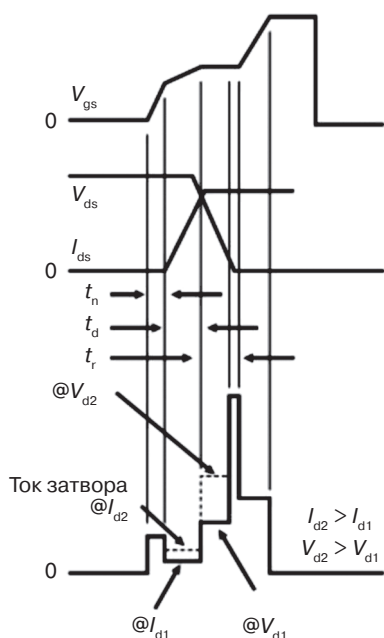


Рис. 3.95. Оптимальная форма кривой зарядного тока MOSFET при включении

Важным достоинством MOSFET также является высокая надежность при их параллельной работе, что применяется на практике для увеличения тока.

В некоторых случаях можно открывать и закрывать транзистор достаточно медленно. Гораздо чаще встречаются требования быстрого отпираания и запираания [15].

Характеристика включения MOSFET приведена на рис. 3.96, где I_c – ток стока транзистора, $U_{зи}$ – напряжение затвора.

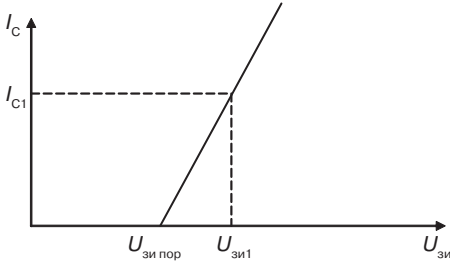


Рис. 3.96. Типовая характеристика включения MOSFET

Оценим величину энергии и мощности при переключении такого транзистора, используя принятые на рис. 3.96 обозначения параметров. Ток стока равен нулю до значения $U_{зи\text{ пор}}$. Если на входной емкости транзистора уже было начальное значение напряжения $U_{зин}$, то при заряде она получит приращение энергии, равное

$$W_c = C_{зи} \cdot \frac{U_{зи1}^2}{2} - C_{зи} \cdot \frac{U_{зин}^2}{2}. \quad (3.32)$$

Считая, что $C_{зи}$ не зависит от напряжения (она несколько снижается с ростом $U_{зи}$) и $U_{зин} = 0$, то

$$W_c = C_{зи} \cdot \frac{U_{зи1}^2}{2}. \quad (3.33)$$

Значение мощности при включении транзистора определяется следующим выражением

$$P_{\text{вкл}} = \frac{W_c}{T} = C_{зи} \cdot \frac{U_{зи1}^2 \cdot f}{2}. \quad (3.34)$$

Оценим величину тока заряда емкости затвора при включении MOSFET. Пусть $C_{зи} = 4 \text{ нФ}$, $\Delta U_{зи} = 12 \text{ В}$, а заданное время заряда входной емкости должно составлять 50 нс. Тогда получим следующее численное значение тока:

$$I_z = C_{зи} \cdot \Delta U_{зи} / \Delta t = 4 \cdot 10^{-9} \cdot 12 / 50 \cdot 10^{-9} = 48 / 50 = 0,96 \text{ А}, \quad (3.35)$$

т.е. ток должен быть достаточно большим, чтобы обеспечить включение транзистора за короткое время.

Чтобы MOSFET мог управляться от различных типов логических схем, необходимо следующее:

- 1) величина порогового напряжения $U_{\text{пор}}$ должна находиться между логическими уровнями U_0 и U_1 ;
- 2) логическая схема должна обеспечивать достаточный выходной ток, чтобы переключить MOSFET.

Использование этих простых выражений (3.32)–(3.35) позволяет легко рассчитать численные значения параметров базовых комплектующих, необходимых разработчику системы для создания конкретной схемы управления MOSFET или IGBT.

3.7.2. Схемы управления MOSFET и IGBT

Разработчику энергосберегающей аппаратуры, который использует современную элементную базу силовой электроники, необходимо уметь правильно организовывать структуру управления мощными силовыми полупроводниковыми приборами. Ниже рассмотрим наиболее часто встречающиеся на практике случаи организации такого управления. В зависимости от конкретной ситуации можно использовать управление КМОП-логикой, эмиттерными повторителями, схемами управления с разделением цепей заряда и разряда входной емкости. Рассмотрим особенности организации управления с помощью КМОП-логики. На рис. 3.97 показан КМОП инвертор, образованный рМОП и nМОП транзисторами с индуцированным каналом.

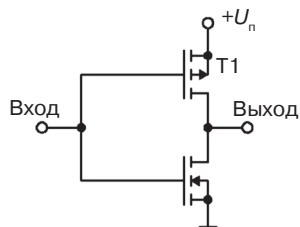


Рис. 3.97. КМОП инвертор

Напряжение питания КМОП инвертора может изменяться в широких пределах. В статическом состоянии и без нагрузки такой элемент потребляет очень малый ток, поскольку один из транзисторов в статическом состоянии всегда закрыт. Если на входе инвертора напряжение логического нуля U_0 , то T1 открыт, а T2 — закрыт, если напряжение логической единицы U_1 , то T2 открыт, а T1 — закрыт.

На рис. 3.98 показан пример организации управления MOSFET-транзистором Т с помощью стандартного КМОП-инвертора. Схема управления мощным MOSFET с помощью КМОП логики является одной из самых простых, но такая схема эффективно работает при медленном переключении MOSFET. Оценим время переключения, например, для типовых выходных токов КМОП-инвертора, которые составляют ~ 24 мА (или 0,024 А). Время заряда емкости затвора MOSFET определим из выражения:

$$\Delta t = C_{\text{зи}} \cdot \Delta U_{\text{зи}} / I_{\text{з}}. \quad (3.36)$$

Для стандартных значений $U_{\text{зи}} = 5$ В, $C_{\text{зи}} = 4$ нФ получаем, что время переключения $\Delta t = 4 \cdot 10^{-9} \cdot 5 / 0,024 = 833 \cdot 10^{-9}$ с = 833 нс.

Эффективным способом сокращения времени включения и выключения мощного полевого транзистора ТЗ является применение эмиттерных повторителей между логической схемой, ШИМ-контроллером и затвором транзистора, как показано на рис. 3.99 [15].

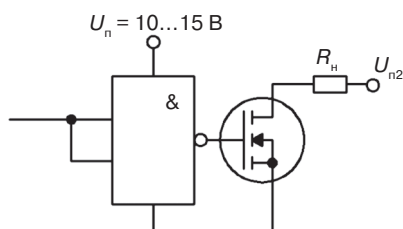


Рис. 3.98. КМОП инвертор для управления MOSFET и IGBT [15, 59]

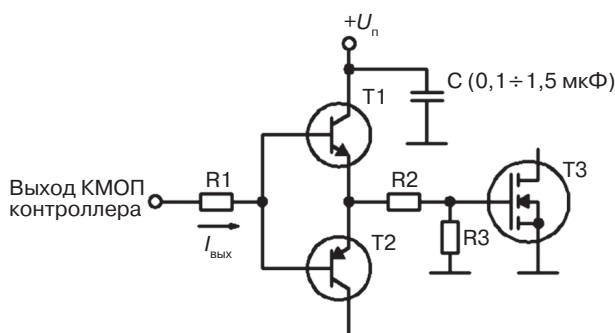


Рис. 3.99. Управление MOSFET и IGBT при помощи эмиттерных повторителей

При отпирании MOSFET включается транзистор T1 верхнего плеча эмиттерного повторителя, который обеспечивает протекание входного тока транзистора T3, величина которого определяется выражением:

$$I_{\text{вхMOSFET}} = (\beta_{T1} + 1) I_{\text{вых.контр.}} \quad (3.37)$$

Следовательно, поступающий через резистор R1 с выхода контроллера ток усиливается в $\beta + 1$ раз, что позволяет существенно уменьшить время включения MOSFET.

При запираии MOSFET значение его входного тока будет определяться следующим выражением:

$$I_{\text{вхMOSFET}} = -(\beta_{T2} + 1) I_{\text{вых.контр.}} \quad (3.38)$$

Резистор R3, включаемый между общей шиной и затвором мощного транзистора, необходим для устранения выхода из строя MOSFET (T3) в случае, когда напряжение питания $+U_n$ не подано, а транзистор T3 уже запитан. Емкость C необходима для снижения уровня помех на затворе транзистора T3.

Необходимо соблюдать следующее обязательное условие — элементы T1, T2, R2, R3 должны быть расположены на плате в непосредственной близости с транзистором T3.

При большой мощности, переключаемой MOSFET (в нагрузке 1,5 кВт и более), цепи заряда и разряда входной емкости $C_{\text{зи}}$ транзистора T3 следует полностью разделить, как это показано на рис. 3.100, причем при выборе резисторов R2, R3 эмиттерного повторителя необходимо обеспечивать условие: R3 много меньше R2.

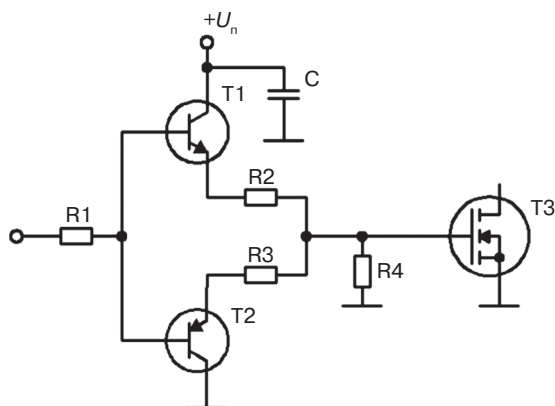


Рис. 3.100. Управление MOSFET с разделением цепей заряда и разряда входной емкости

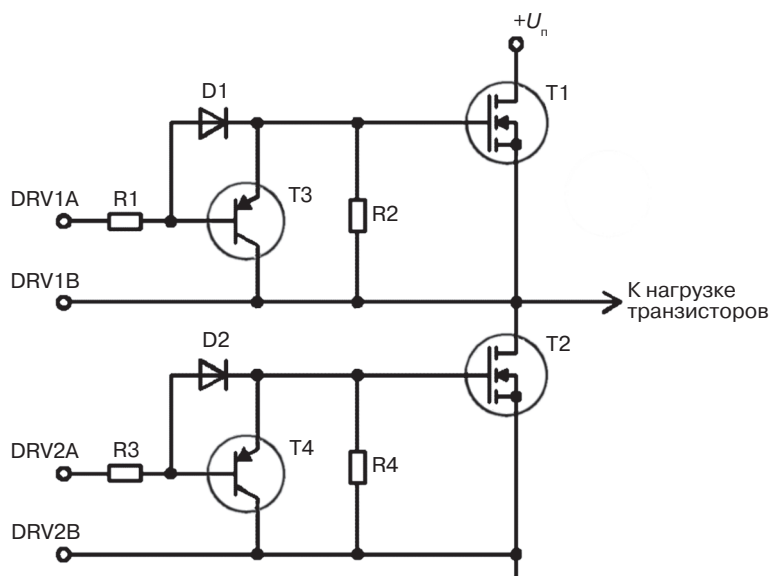


Рис. 3.101. Управление стойкой (полумостом) MOSFET и IGBT

Отдельного внимания требует рассмотрение особенностей организации управления стойкой (полумостом) MOSFET и IGBT, которая достаточно часто встречается на практике. Специальные устройства для управления MOSFET и IGBT могут непосредственно подавать напряжение на затвор, обеспечивая при этом необходимую величину тока заряда входной емкости. Дополнительный транзистор требуется в затворной цепи для обеспечения режима быстрого для быстрого запираания MOSFET (рис. 3.101) [15].

Схема работает следующим образом. Два выходных сигнала от управляющего драйвера находятся в противофазе. При высоком напряжении на выводе DRV1A (по отношению к DRV1B) на выводе DRV2A имеет место низкое напряжение (по

отношению к DRV2B), и наоборот. Резисторы R2 и R4 обеспечивают поддержание закрытого состояния транзисторов T1 и T2 при отсутствии сигналов на выходе драйвера.

Низкоомные резисторы R1 и R3 ограничивают значения токов выходных каскадов драйвера. При отпирании одного из транзисторов (например, T1) высокое напряжение с выхода 1 (DRV1A) драйвера через диод D1 поступает на затвор T1. Транзистор T3 в интервале открытого состояния T1 оказывается запертым. Если напряжение на данном выходе драйвера близко к нулю, биполярный транзистор открывается, а входная емкость быстро разряжается через открытый р-п-р транзистор.

В отдельных случаях применяется схема управления с помощью трансформатора, когда использование драйвера по каким-то причинам невозможно или когда нужна гальваническая развязка между ШИМ-контроллером и силовым ключом.

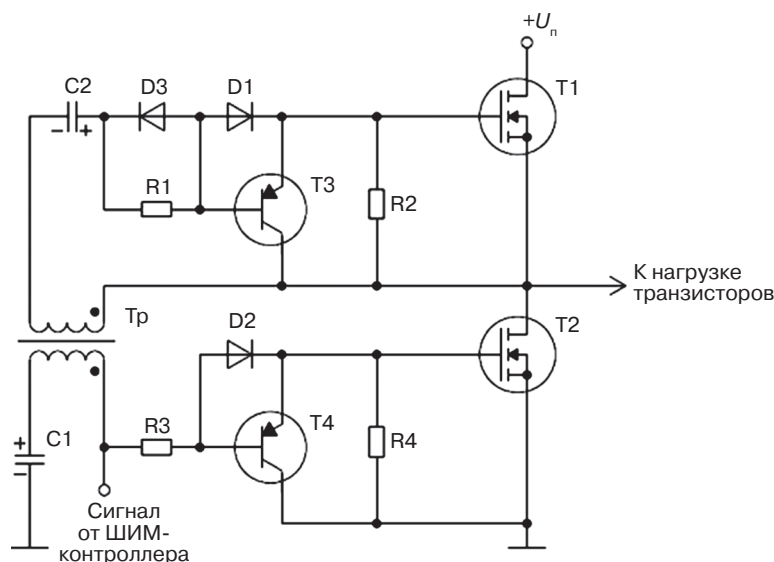


Рис. 3.102. Управление стойкой (полумостом) MOSFET и IGBT с помощью трансформатора

На представленной схеме нижний MOSFET управляется непосредственно от ШИМ-контроллера, а верхний — от трансформатора. Такой способ применим, когда используются полевые транзисторы не очень большой мощности, а частота их переключения в устройстве достаточно высокая, что не позволяет использовать ИМС драйвера.

3.7.3. Быстродействующие драйверы MOSFET и IGBT

Драйверы — это специальные микросхемы управления, связывающие выходы различных контроллеров или логических схем со входами мощных транзисторов выходных каскадов преобразователей или устройств управления двигателем.

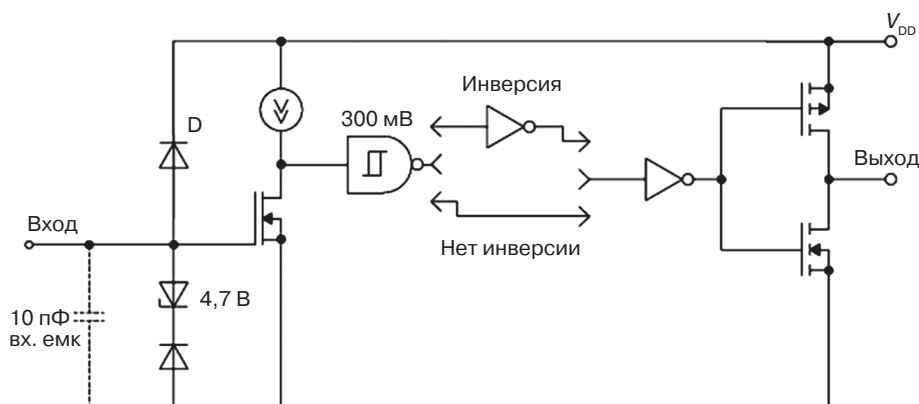


Рис. 3.103. Быстродействующий драйвер MOSFET и IGBT

Драйверы транзисторов, работающие на частотах от 100 до 500 кГц и более, должны передавать входные сигналы при минимальных задержках и временах фронта и спада выходных импульсов. В простейшем случае такой драйвер (рис. 3.103) имеет только один вход и один выход, причем передача сигнала может происходить с инвертированием и без него.

Напряжение питания драйвера должно предоставлять возможность работы с различными типами MOSFET, в том числе и с логическими уровнями напряжения на затворе. По этой причине напряжение питания таких драйверов может изменяться в широких пределах, при этом выходной каскад должен обеспечивать заряд или разряд емкости нагрузки от 500 до 2000 пФ за время от 10 до 20 нс [15]. Драйвер может выполняться с инверсией входного сигнала и без инверсии.

Стабилитрон (4,7 В) в схеме драйвера не допускает появления отрицательных импульсов на входе амплитудой более чем (4,7 + 0,7) В. Диод D ограничивает положительные выбросы напряжения на уровне ($V_{d1} + 0,7$) В.

Входной инвертор имеет гистерезис 300 мВ, что предотвращает сбой выходного сигнала даже при медленном изменении сигнала на входе.

3.7.4. Драйверы MOSFET и IGBT с расширенными функциональными возможностями

Для построения целого ряда приборов бытовой и промышленной техники необходимы драйверы, которые могут работать как с нижним, так и с верхним ключом стойки (полумостом). Поскольку напряжение питания транзисторного полумоста может составлять несколько сотен вольт, такое же напряжения должна выдерживать и конструкция самого драйвера.

Дополнительные возможности в применении драйвера появляются, если он имеет встроенную схему защиты по току MOSFET.

На рис. 3.104 в конструкции управляющего MOSFET имеется второй (дополнительный) вывод истока, который через резистор R связан с выводами CS и Vs . Если транзистор находится в режиме перегрузки, т.е. через него протекает слишком большой ток, на резисторе R падение напряжения превысит заданный порог.

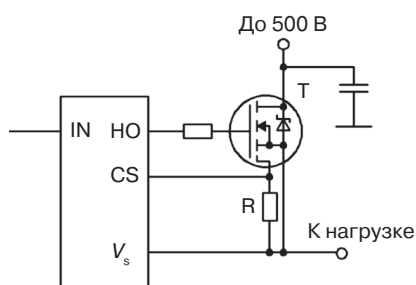


Рис. 3.104. Драйвер MOSFET с защитой по току

Это приведет к уменьшению напряжения на затворе и, следовательно, к уменьшению тока транзистора.

Основные дополнительные функции, которые полезны при управлении мощными MOSFET и IGBT ключами:

- отключение при перегрузке по току;
- отключение при коротком замыкании в нагрузке;
- отключение транзистора при выходе его из насыщения;
- формирование сигнала неисправности при выполнении пп. 1), 2), 3);
- отключение транзистора при снижении напряжения питания (на затворе).

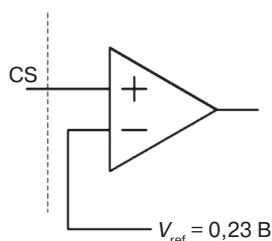


Рис. 3.105. Компаратор защиты по току MOSFET

Типовым примером такого универсального драйвера, выполняющего все вышеперечисленные функции, является микросхема управления IGBT IL33153 (аналог MC33153). Расширение функциональных возможностей драйверов достигается также путем введения в их структурные схемы различных устройств защиты. На рис. 3.105 представлен принцип использования простейшего компаратора защиты по току MOSFET с уровнем $V_{ref} = 0,23 \text{ В}$, который используется в этих устройствах.

На рис. 3.106 представлены основные схемы включения входящих в модифицированные современные драйверы компараторов, обеспечивающих эффективную защиту от короткого замыкания в нагрузке и перегрузки выхода (а), при выходе транзистора из насыщения (б), снижения питающего напряжения (в).

Компараторы перегрузки и короткого замыкания отличаются уровнем компарации. Больший уровень — у компаратора короткого замыкания (130 мВ) по сравнению с компаратором перегрузки (65 мВ).

Для ключа важно во включенном состоянии не выходить из области насыщения в активную область, поскольку при длительной работе в этом режиме он может перегреться. Поэтому в современных драйверах вводится дополнительная функция — при увеличении напряжения $U_{кз}$ более 6,5 В (рис. 3.107) срабатывает компаратор выключения и напряжение на затворе транзистора уменьшается, что в свою очередь приводит к уменьшению тока коллектора IGBT. Обычно на затворы IGBT подается напряжение более 15 В для его включения. Если $U_3 \sim 13 \text{ В}$, то напряжение $U_{кз}$ возрастает очень заметно. При напряжении менее 10 В IGBT может работать в активной области, что приведет к его перегреву. Поэтому драйвер отключает IGBT, если $U_3 < 11 \text{ В}$.

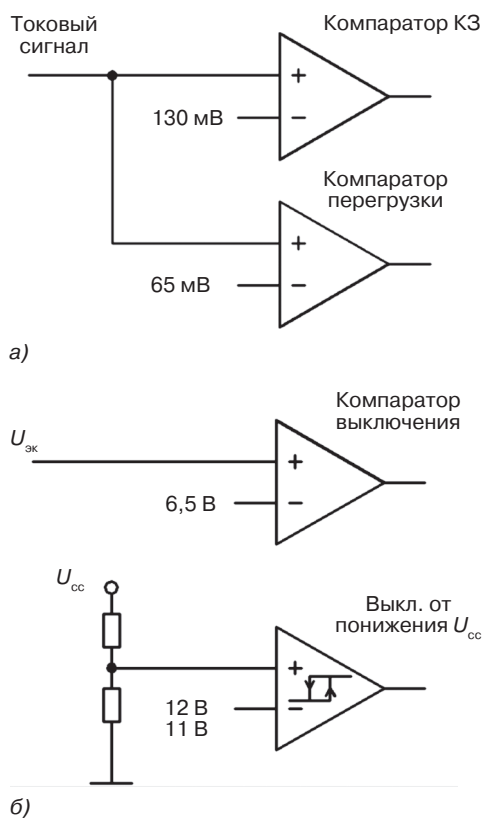


Рис. 3.106. Компараторы защиты MOSFET и IGBT при коротком замыкании в нагрузке и при перегрузке по току (а), при выходе транзистора из насыщения (б), отключения транзистора при снижении напряжения питания (на затворе) (в)

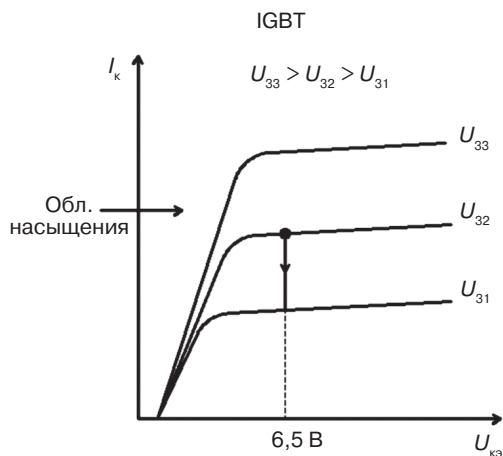


Рис. 3.107. Выходная вольт-амперная характеристика IGBT для пояснения выхода транзистора из насыщения

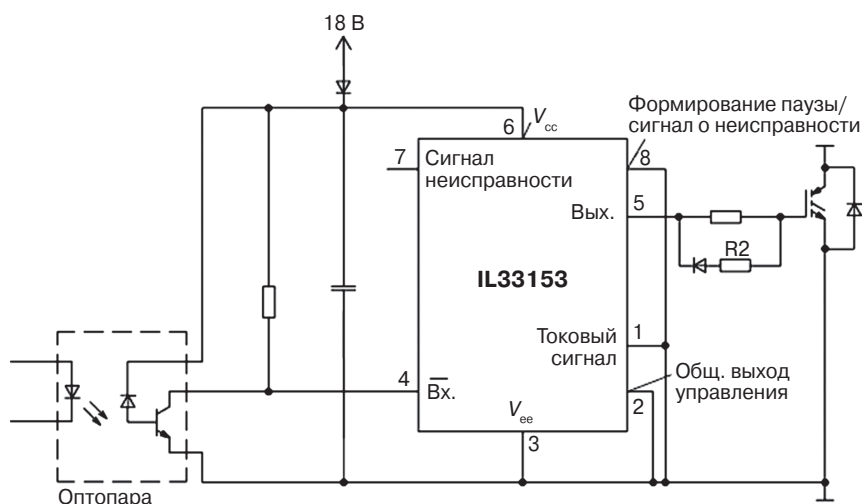


Рис. 3.108. Типовая схема применения ИМС IL33193 без цепей защиты

На рис. 3.108 приведен пример применения микросхемы IL33193 без использования цепей защиты, а на рис. 3.109 показан пример применения этой же микросхемы для отключения транзистора в режиме перегрузки по току. Как видим из сравнения этих двух вариантов применения одной микросхемы, во втором случае введение небольшого количества дополнительных элементов позволяет спроектировать более надежное устройство, имеющее защиту от перегрузки по току.

Отличительной особенностью схем применения на рис. 3.108 и 3.109 является то, что сигнал неисправности и входной сигнал имеют гальваническую развязку при помощи оптоэлектронных пар.

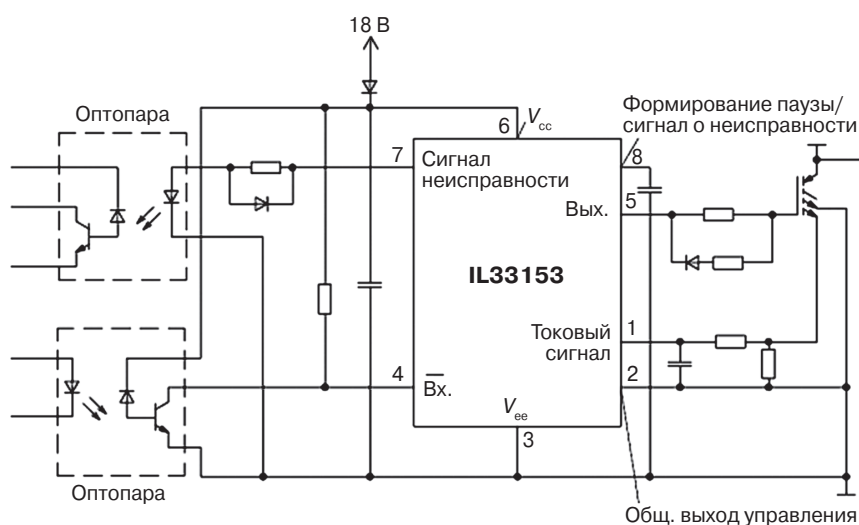


Рис. 3.109. Типовая схема применения ИМС IL33193 для отключения транзистора при перегрузке по току

Рис. 4.1. Типовая структура фрагмента силовой ИМС, изготовленной по биполярной технологии с изоляцией р-п-переходом

Здесь показаны в обобщенном виде активные структуры наиболее широко используемых в микросхемах элементов — вертикальных n - p - n транзисторов, вертикального и горизонтального p - n - p транзисторов, резисторов, а также конструкции изолирующих и «скрытых» слоев n^+ и p^+ -типа проводимости. Наличие в структуре двух типов конструктивной реализации транзисторов p - n - p (вертикальной и горизонтальной) обусловлено широким диапазоном их усилительных свойств.

Кратко рассмотрим последовательность выполнения технологических операций, необходимых для изготовления ИМС. При этом не будем останавливаться на режимах проведения этих операций.

Прежде всего, в высокоомной подложке p типа проводимости 1 (рис. 4.1) методом диффузии сурьмы или мышьяка формируют n^+ скрытый слой 2. Слой выполняется с целью уменьшения сопротивления коллекторных областей вертикальных n - p - n транзисторов 3 и базовых областей горизонтальных p - n - p транзисторов 4, а также для уменьшения коэффициента усиления неизбежно возникающих в этой структуре «паразитных» p - n - p транзисторов (на подложку). Удельное сопротивление n^+ скрытого слоя лежит в диапазоне от 10 до 30 Ом/кв.

В микроэлектронике часто вместо объемного удельного сопротивления ρ_v удобнее пользоваться поверхностным удельным сопротивлением ρ_s . Связь между ними будет понятна из рассмотрения следующего соотношения

$$R = \frac{\rho_v \cdot l}{S} = \frac{\rho_v \cdot l}{b \cdot h} = \frac{\rho_s \cdot l}{b} = \rho_s \cdot n, \quad (4.1)$$

где l — длина проводящей области; S — поперечное сечение проводящей области; b — ширина проводящей области; h — глубина проводящей области; n — число квадратов.

Затем методом диффузии бора создают p^+ скрытый слой 5, который используется для лучшей электрической изоляции элементов друг от друга.

Далее наращивают эпитаксиальную пленку 6 n -типа проводимости толщиной $15 \pm 1,5$ мкм (для 40 В процесса) и $\rho_v = 4,5 \pm 0,45$ Ом · см. Для легирования эпитаксиальной пленки используется сурьма или мышьяк из-за их низкой диффузионной способности.

Методом диффузии бора формируют слой разделения 7. Для хорошей изоляции элементов слой должен достигнуть p^+ скрытого слоя.

Область глубокого коллектора 8 транзисторов n - p - n -типа создается методом диффузии фосфора. Эта область должна достигнуть области n^+ скрытого слоя для уменьшения величины последовательных сопротивлений тела коллектора n - p - n транзистора и базы p - n - p транзистора.

Область базы 9 формируется методом диффузии или ионного легирования бора.

Область эмиттера 10 формируется методом диффузии или ионного легирования фосфора.

На получившейся полупроводниковой структуре вскрываются контакты к областям в межслойном диэлектрике 11. Межслойный диэлектрик включает три

слоя: нижний слой двуокиси кремния, слой нитрида кремния и верхний слой двуокиси кремния. Нижний слой межслойного диэлектрика состоит из двуокиси кремния толщиной 0,3 мкм и сформирован методом окисления, что обеспечивает качественную границу раздела подложка—двуокись кремния. Слой нитрида кремния толщиной 50 нм формируется путем аммонолиза дихлорсилана и используется для создания конденсатора. Толщина нитрида кремния выбирается исходя из необходимости получения требуемого значения емкости конденсатора. Верхний слой двуокиси кремния формируется методом пиролиза тетраэтоксисилана ($\text{Si}(\text{OC}_2\text{H}_5)_4$) при температуре $650 \div 750^\circ\text{C}$. Этот слой может быть либо нелегированным (среднетемпературный оксид кремния), либо легированным фосфором (среднетемпературное фосфоросиликатное стекло — СТФСС). Толщина верхнего слоя двуокиси кремния $0,55 \pm 0,05$ мкм выбирается таким образом, чтобы обеспечить работу микросхемы при напряжении питания 40 В. Кроме того, при такой толщине достигается необходимый порог паразитного рМОП транзистора (более 50 В).

Методом напыления формируется металлизированная разводка 12 Al-Si(1%) толщиной от 1 до 3 мкм. Большая толщина необходима для более мощных приборов с целью уменьшения плотности тока в дорожках металлизации. Допустимая плотность тока — $2 \cdot 10^5 \text{ А/см}^2$ (обычно) или $5 \cdot 10^5 \text{ А/см}^2$ (для приборов, имеющих неорганическое покрытие).

Завершается процесс изготовления созданием пассивирующего покрытия (окисла) 13 — НТФСС (низкотемпературное фосфоро-силикатное стекло).

Для снижения величины теплового сопротивления $R_{\text{Ткр-кор}}$ мощных силовых приборов проводится утонение пластины с 460 мкм до 350 мкм (для пластин диаметром 100 мм) механической шлифовкой обратной стороны пластины. Кроме того, если при сборке в корпус используется посадка кристалла на пайку, то на обратную (непланарную) сторону пластины наносят металлизацию 14 (Ti/W/Ag).

Процесс ориентирован на создание п-р-п транзисторов. п-р-п транзисторы и другие элементы формируются из областей п-р-п транзисторов 3. р-п-р горизонтальный транзистор 4 получается на основе слоя р базы п-р-п транзистора. Резисторы 15 могут формироваться на основе слоя р базы п-р-п транзистора или делаться отдельным слоем.

4.2. КМОП технология изготовления ИМС силовой электроники

Рассмотрим двенадцативольтовую КМОП технологию изготовления кристаллов ИМС стабилизаторов напряжения. В дополнение к обычной КМОП технологии для ИМС силовой электроники необходимо создать пМОП транзистор со встроенным каналом для получения температурнезависимого источника опорного напряжения. Кроме того, чтобы обеспечить преимущество КМОП технологии перед биполярными, необходимо создать высокоомные резисторы с удельным сопротивлением порядка 10 кОм/кв.

Рассмотрим последовательность технологических операций.

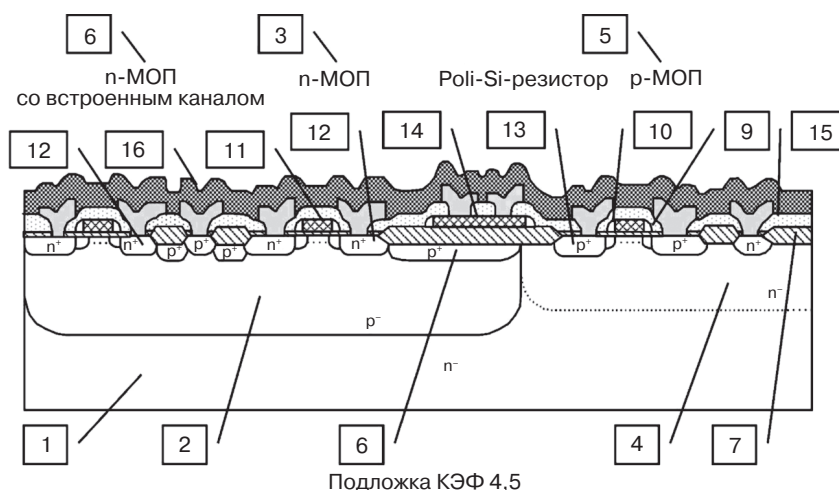


Рис. 4.2. Типовая структура элементной базы, изготовленной по КМОП технологии

В подложке 1 n-типа проводимости КЭФ 4,5 методом диффузии формируют карманы p-типа 2 для n-МОП транзисторов 3 и p-типа 4 для p-МОП транзисторов 5. Глубина карманов — от 5 до 6 мкм. Наносится маска нитрида кремния Si_3N_4 , проводится легирование бора (p-тип), делается локальное окисление, удаляется Si_3N_4 , проводится легирование фосфора (n-тип). Слой нитрида кремния Si_3N_4 защищает поверхность кремния от окисления.

В p-кармане в месте будущего LOCOS методом ионного легирования бора создают p^+ охрану 6.

Формируют разделение LOCOS (локальное окисление) 8: наносят слой нитрида кремния Si_3N_4 , делают фотолитографию, окисляют кремний. Там, где нет нитрида, растет изолирующий окисел.

Методом ионного легирования фосфора формируют встроенный канал для nМОП транзистора со встроенным каналом 8.

Делают окисление толщиной 0,025 мкм подзатворного диэлектрика 9. Осаждают поликристаллический кремний и делают травление поликремния и подзатворного диэлектрика.

Ионным легированием фосфора получают n^- истоки, а ионным легированием бора — p^- истоки. Слаболегированные истоки позволяют устранить эффект «горячих» носителей. Активация легированных фосфором n^- истоков и легированных бором p^- истоков проводится после плазмо-химического травления «спейсеров» 10. «Спейсеры» — окисные боковые стенки затвора, позволяющие разделить n^+ от n^- и p^+ от p^- истоков МОП транзисторов. Причем слой «Затвор» 11 является односторонней маской для n^+ и p^+ истоков, а слой «Затвор» со «спейсерами» — для n^- и p^- истоков.

Ионным легированием фосфора формируют n^+ истоки 12.

Ионным легированием бора формируют p^+ истоки 13.

Легированием бора получают высокоомные поликремниевые резисторы 14 (10 кОм/кв).

Осаждают межслойный диэлектрик 15, вскрывают контакты к областям. В качестве межслойного диэлектрика чаще всего используется борфосфоросиликатное стекло (БФСС). Это приводит к хорошей конформности пленки и уменьшению боковых растратов при плазмохимическом травлении контактов. Конформное воспроизведение рельефа характеризуется тем, что толщина пленки на стенках ступеньки не отличается от толщины пленки на ровной поверхности подложки. Легирование пленки двуокиси кремния фосфором и бором с последующим оплавлением приводит к планаризации рельефа. Легирование пленки двуокиси кремния бором уменьшает боковые растравы при травлении контактов в двуокиси кремния. Отсутствие значительных боковых растратов приводит к более полному перекрытию контактов шинами металлизации.

Формируют слой металлизации толщиной 1,1 мкм.

Завершается процесс формированием пассивирующего покрытия 16 – ПХО (плазмохимическое осаждение кремния) толщиной 0,4 мкм и нанесением нитрида кремния Si_3N_4 толщиной 0,7 мкм.

4.3. БиКМОП технология изготовления ИМС силовой электроники

БиКМОП технология характеризуется изготовлением на одном кристалле ИМС n-МОП 1, p-МОП 2, n-p-n 3, p-n-p 4 транзисторов, а также пассивных элементов.

Последовательность технологических операций приведена ниже.

На подложке p-типа проводимости методом диффузии или ионным легированием сурьмы (или мышьяка) формируют n^+ скрытый слой 5.

Методом диффузии или ионным легированием бора формируют p^+ скрытый слой 6.

Выращивается эпитаксиальный слой n-типа проводимости 7 с удельным сопротивлением 4,5 Ом · см, толщиной 2,4 мкм.

Методом диффузии или ионного легирования формируют слой разделение p-типа 8.

Формируют карманы n типа 9 и p-типа проводимости 10. Наносится маска Si_3N_4 , проводится легирование бора (p-тип), делается локальное окисление, удаляется Si_3N_4 , проводится легирование фосфора (n-тип).

Формируют LOCOS изоляцию 11 толщиной 0,52 мкм.

Ионным легированием фосфора формируют глубокий коллектор 12.

Ионным легированием бора формируют слои «база» 13 и « p^+ база» 14.

Общим подлегированием бора обеспечивают требуемый порог p-МОП транзистора. Для n-МОП транзистора регулирование порога проводится подлегированием в канал.

Выращивают подзатворный окисел толщиной 0,013 мкм.

Наносят поликристаллический кремний 15 толщиной 0,35 мкм. Легируют его диффузией фосфором (удельное сопротивление 90 Ом/кв), проводят травление.

Проводят легирование n^- истоков (фосфор) и p^+ истоков (мышьяк) 16.

Также, как и в КМОП технологии, активация легированных фосфором n-истоков и легированных бором p^- истоков проводится после плазмо-химического травления «спейсеров». «Спейсеры» — окисные боковые стенки затвора, позво-

ляющие разделить n^+ от n^- и p^+ от p^- истоков МОП транзисторов. Причем, слой «Затвор» 15 является односторонней маской для n^+ и p^+ истоков, а слой «Затвор» со «спейсерами» — для n^- и p^- истоков.

Проводят легирование p^+ истоков 17.

Формируют n^+ эмиттер n-p-n транзистора 18. Используют поликристаллический кремний, легированный фосфором для уменьшения глубины p-n перехода.

Наносят первый междууровневый диэлектрик 19 — СТО (среднетемпературный окисел) толщиной 0,12 мкм и БФСС (боро-фосфоро-силикатное стекло) толщиной 0,65 мкм.

Наносят первый слой металла 20 толщиной 0,5 мкм.

Наносят второй слой диэлектрика 21 (ПХО). Вскрывают вторые междууровневые контакты.

Наносят второй слой металла 22 толщиной 0,9 мкм.

Наносят пассивирующее покрытие 23 — 0,4 мкм ПХО и 0,7 мкм Si_3N_4 .

Как видно из приведенного выше описания техпроцесса, для получения лучших параметров МОП и биполярных транзисторов их активная область получается в отдельных операциях.

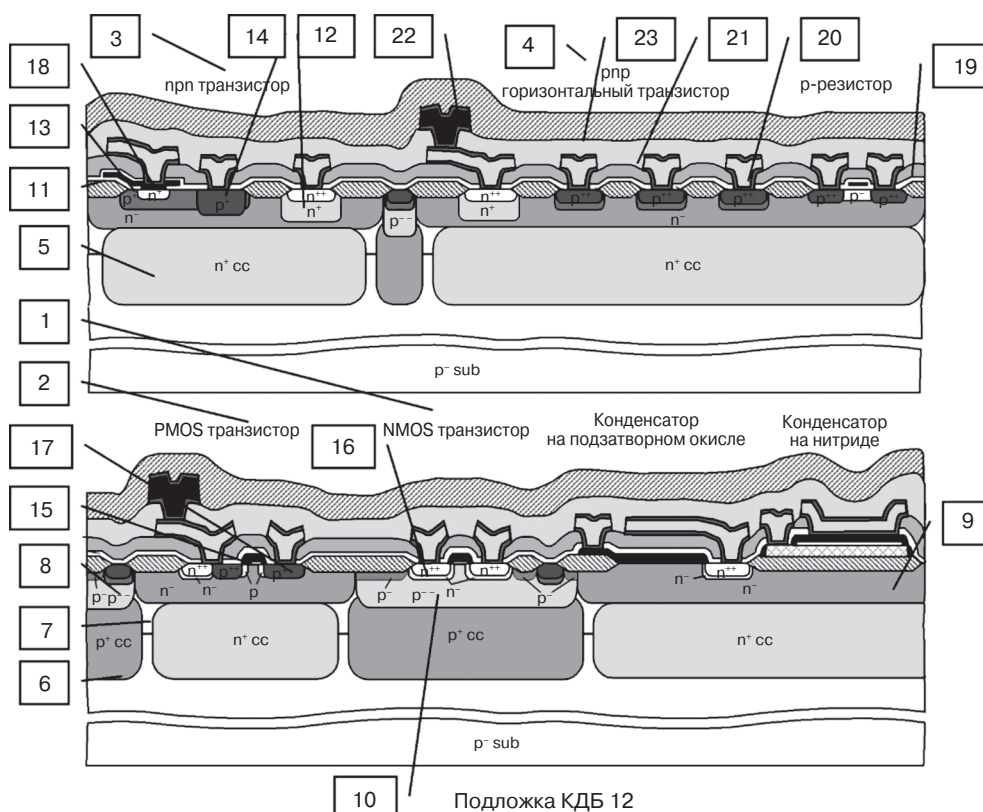


Рис. 4.3. Типовая структура элементной базы, изготовленной по БиКМОП технологии

4.4. ДМОП, КДМОП и БикДМОП технология изготовления ИМС силовой электроники

МОП транзистор с малой длиной канала (меньшей 1 мкм) может быть сформирован следующим образом: сначала сквозь вскрытое окно проводят легирование р типа, а затем через то же окно проводят легирование n^+ истоков. Поскольку из-за поликремниевго затвора получается самосовмещение n^+ и р областей, эффективная длина канала определяется как расстояние между двумя горизонтальными областями n^+ и р типа проводимости. Длина канала, следовательно, определяется профилями р и n^+ областей и автоматически совмещается с областью истока. Таким способом можно получать точно расположенные каналы, не зависящие от точности изготовления и наложения фотошаблонов, травления и фотолитографии [4].

МОП транзисторы с двойной диффузией называют ДМОП приборами.

Из-за поверхностного заряда и низкого уровня легирования подложки участок под затвором возле диффузионного канала р типа будет сильно инвертирован. Там будет присутствовать встроенный канал.

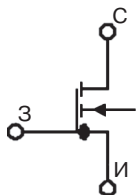


Рис. 4.4. Символьное обозначение ДМОП транзистора

ДМОП приборы не симметричны. Из-за того, что канал короткий, можно получать очень высокие значения крутизны характеристики, проводимости канала, а также быстродействия. В настоящее время ДМОП транзисторы используются для повышения рабочих напряжений питания ИМС. Например, в ИМС управления импульсными источниками питания на микросхему подается выпрямленное напряжение сети 220 В, или мощный MOSFET выполняется на одном кристалле ИМС со схемой управления. Выполняются такие высоковольтные элементы в виде ДМОП транзисторов. ДМОП транзисторы широко используются в ИМС силовой электроники.

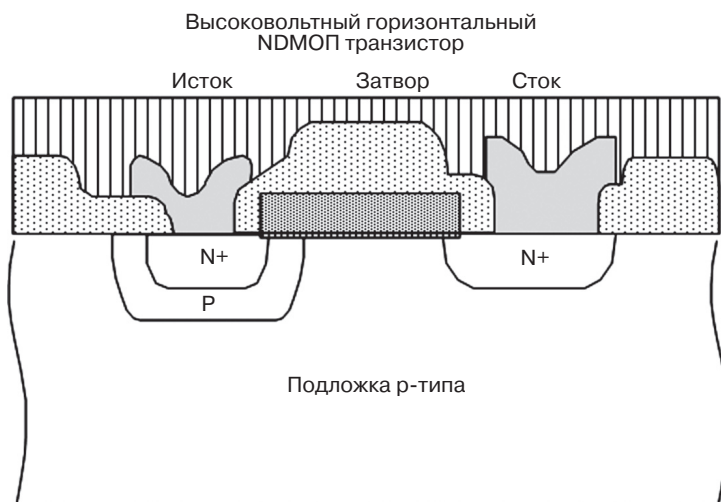


Рис. 4.5. Структура ДМОП транзистора

На одном кристалле БИС обычно располагают МОП и ДМОП транзисторы (КДМОП технологии) или МОП, ДМОП и биполярные транзисторы (БиКДМОП технологии).

КДМОП технологии изготовления ИМС силовой электроники (БиКДМОП без эпитаксиальной пленки). На рис. 4.6, 4.7 приведена типовая структура элементной базы, изготовленной по КДМОП технологии (500 В). КДМОП технология характеризуется отсутствием операции выращивания эпитаксиальной пленки и изготовлением на одном кристалле ИМС пМОП, рМОП, ДМОП транзисторов, а также пассивных элементов. Транзисторы n-p-n, p-n-p типа также могут быть получены при данной технологии из областей МОП и ДМОП транзисторов.

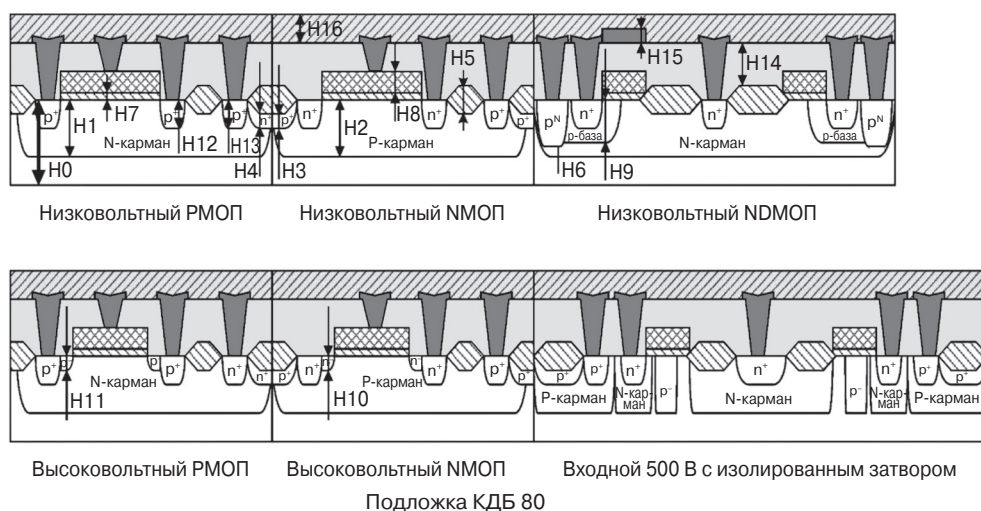


Рис. 4.6. Типовая структура элементной базы, изготовленной по КДМОП технологии (500 В) без эпитаксиальной пленки

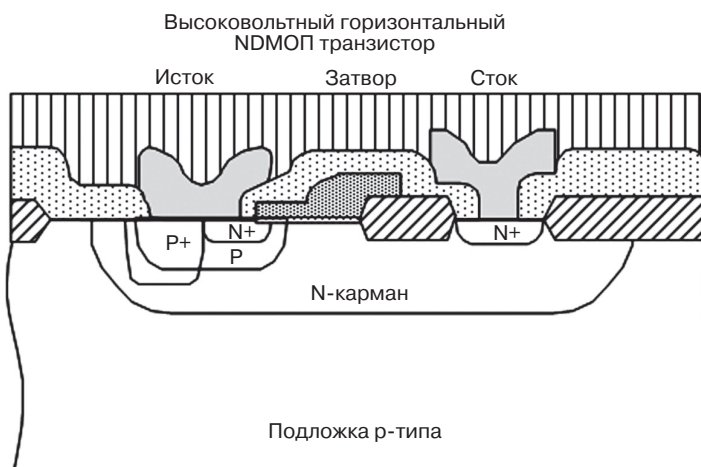


Рис. 4.7. Варианты элементов для КДМОП технологии



Рис. 4.8. Типовая структура элементной базы, изготовленной по БиКДМОП технологии (60 В) с эпитаксиальной пленкой

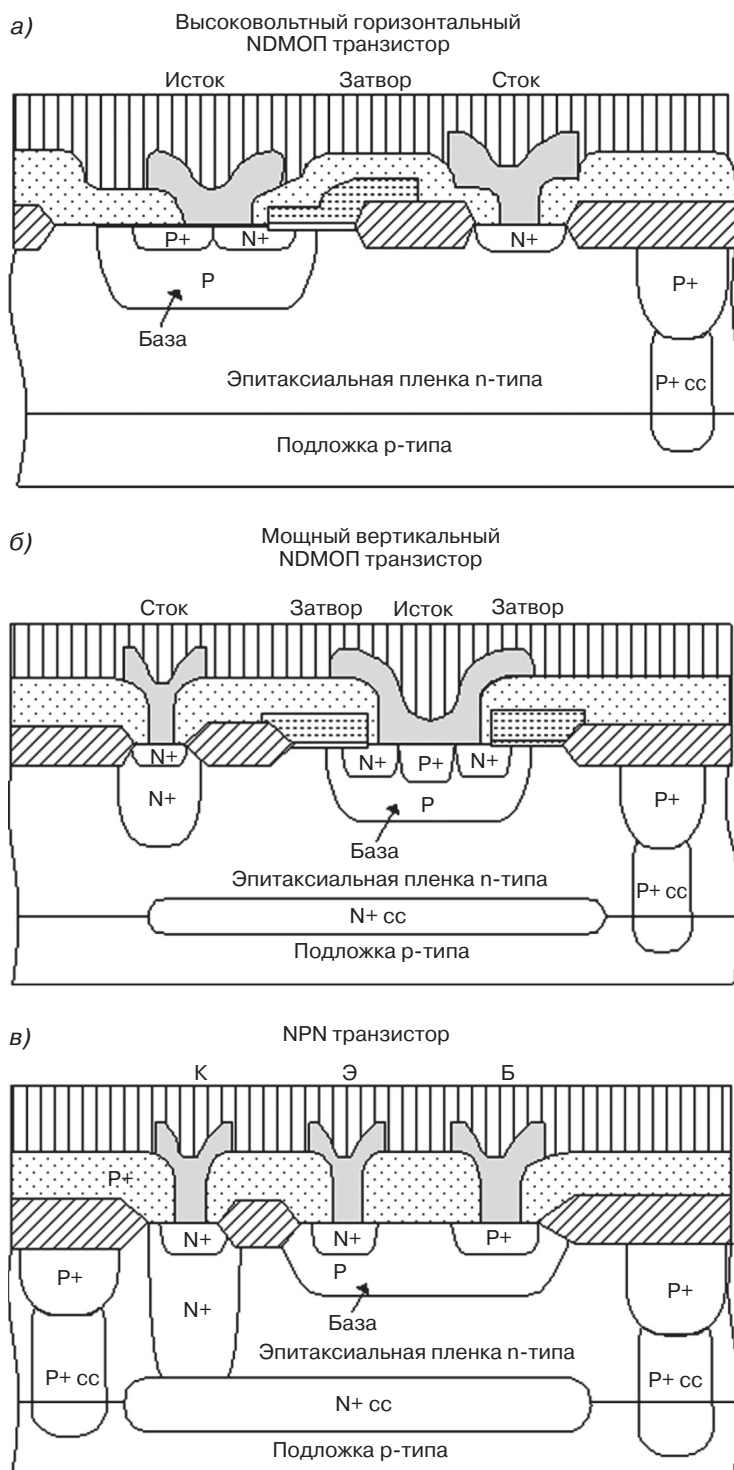


Рис. 4.9. Варианты элементов для БиКДМОП технологии

БиКДМОП технологии изготовления ИМС силовой электроники. На рис. 4.8, 4.9 приведена типовая структура элементной базы, изготовленной по БиКДМОП технологии (60 В). БиКДМОП технология характеризуется наличием n^+ скрытого слоя и операции выращивания эпитаксиальной пленки. В данном технологическом процессе на одном кристалле ИМС изготавливаются n -МОП, p -МОП, ДМОП транзисторы, а также биполярные транзисторы n - p - n , p - n - p типа и пассивные элементы. Эпитаксиальная пленка и n^+ скрытый слой значительно улучшают характеристики биполярных транзисторов.

4.5. Достоинства и недостатки ИМС силовой электроники, реализованных по разным технологиям

Основные достоинства и недостатки ИМС силовой электроники, изготовленных по разным технологиям (биполярным, КМОП, ДМОП, КДМОП, БиКМОП, БиКДМОП), в обобщенном виде представлены в сводной табл. 4.1.

Разработчик силового прибора уже на стадии составления технического задания должен принимать решение о выборе технологического базиса реализации конструкции, и данные этой таблицы необходимо принимать во внимание наряду с анализом требований, предъявляемых к функциональным возможностям, электрическим и динамическим параметрам, конструкции корпуса проектируемого силового устройства.

Таблица 4.1. Достоинства и недостатки ИМС силовой электроники, реализованных по разным технологиям

| Технология | Достоинства | Недостатки |
|---------------|---|--|
| 1. Биполярная | 1. На данной технологии легко реализуются ИМС силовой электроники со всеми необходимыми защитами: <ul style="list-style-type: none"> – от превышения температуры кристалла; – от короткого замыкания; – от превышения входного напряжения. 2. Малый технологический разброс параметров ($U_{оп}$, $U_{вых...}$) | <ul style="list-style-type: none"> – Достаточно высокий собственный ток потребления (биполярный транзистор управляется током). – Большие значения проходных напряжений $U_{дс}$ (для ИМС стабилизаторов напряжения). – Низкая плотность упаковки |
| 2. КМОП | <ul style="list-style-type: none"> – Низкий собственный ток потребления. – Низкие значения проходных напряжений $U_{дс}$. – Высокая плотность упаковки | <ul style="list-style-type: none"> – Большой технологический разброс параметров ($U_{оп}$, $U_{вых...}$). – На КМОП технологии не реализуется защита от превышения температуры кристалла (необходим биполярный транзистор) |
| 3. ДМОП | <ul style="list-style-type: none"> – Повышенные пробивные напряжения | <ul style="list-style-type: none"> – В чистом виде в ИМС ДМОП-транзисторы не используются (только совместно с КМОП, БиКМОП) |
| 4. БиКМОП | <ul style="list-style-type: none"> – Сочетает преимущества биполярной и КМОП-технологий | <ul style="list-style-type: none"> – Большая стоимость кристаллов |
| 5. КДМОП | <ul style="list-style-type: none"> – Сочетает преимущества биполярной и КМОП и ДМОП-технологий | <ul style="list-style-type: none"> – Недостатки КМОП |
| 6. БиКДМОП | <ul style="list-style-type: none"> – Сочетает преимущества биполярной, КМОП и ДМОП-технологий | <ul style="list-style-type: none"> – Еще большая стоимость кристалла |

Для студентов и инженеров, желающих более глубоко изучить вопросы технологии изготовления кристаллов силовых приборов, авторы рекомендуют кроме классических учебников по технологии обратиться к работам [62–89], где более детально изложены теоретические и экспериментальные результаты исследований и оптимизации различных технологических процессов изготовления силовых приборов, режимов выполнения технологических операций, материалов и реактивов, используемых при их изготовлении.

ГЛАВА 5

СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ И ОПТИМИЗАЦИЯ В ЗАДАЧАХ СКВОЗНОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ МИКРОСХЕМ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

5.1. Статистический анализ и оптимизация параметров микросхем силовой электроники

Современное состояние микроэлектроники характеризуется неуклонным повышением сложности и стоимости разработки интегральных микросхем (ИМС), снижением их «времени жизни». Условия острой конкуренции на этом стремительно развивающемся рынке диктуют необходимость сокращения сроков проектирования и производственного освоения новых изделий.

Как известно, до 90% от общей стоимости изделий микроэлектроники приходится на затраты, непосредственно связанные с их проектированием. В связи с этим как никогда важно и актуально использование современных методов и программных средств на всех составных этапах проектирования и экспериментальной отработки конструкций силовых микросхем в глобальной цепочке: технология/прибор/схема/система.

Важнейшей задачей проектирования любого нового изделия микроэлектроники является выработка рекомендаций для повышения технологичности его производства (проектирование на технологичность). Под проектированием на технологичность обычно подразумевается оптимизация технологического маршрута изготовления ИМС с целью обеспечения высокого уровня выхода годных изделий, а также получения наилучших характеристик схемы при выбранных в результате проектирования режимах технологии и их стабильности за счет минимизации чувствительности характеристик схемы к неизбежно имеющим место случайным отклонениям технологических параметров. Кроме того, процесс проектирования с учетом технологичности включает разработку тестовых структур, которые используются для контроля технологических параметров в процессе изготовления нового изделия.

Проектирование на технологичность напрямую связано с обеспечением получения максимально высокого выхода годных изделий — основного экономического показателя качества производства ИМС. Этот показатель в значительной степени зависит от точности и адекватности компьютерного проектирования технологии и статистического контроля производства. Наличие сертификата на проведение статистического анализа технологии изготовления нового изделия является обязательным условием для всех современных предприятий электронной промышленности.

Таким образом, достижение высоких уровней технологичности производства и выхода годных в конечном счете связано с решением, по крайней мере, двух задач. Первая, прямая задача состоит в исследовании влияния статистических флуктуаций технологических параметров на выходные характеристики технологии/прибора/схемы/системы. Целью решения второй, обратной задачи является определение диапазона допустимых отклонений технологических параметров, обеспечивающих разброс выходных характеристик технологии/прибора/схемы/системы в заданном диапазоне. По математической постановке первая задача – статистическая, вторая – оптимизационная.

Однако прямое статистическое моделирование технологии (проведение достаточного большого количества расчетов одного технологического маршрута с вариацией параметров входящих в состав маршрут операций, выбранных согласно статистическому закону распределения) требует значительных вычислительных ресурсов. Так, двухмерное моделирование только одной технологической операции перераспределения примесей при высокотемпературном окислении с использованием программного комплекса моделирования технологии ИМС SSuprem4 требует до одного часа расчетного времени. Очевидно, что многомерное и многофакторное статистическое моделирование только технологического маршрута (первый этап в цепочке ТПСС) в цикле Монте–Карло даже с помощью современных программ физического моделирования технологии нереально с точки зрения разумных времен расчетов.

В связи с этим особую актуальность приобретает применение аппроксимационных методов. Идея заключается в том, чтобы найти эффективный способ построения аппроксимационных зависимостей результатов численного моделирования технологии (или результатов натуральных экспериментов), которые позволили бы достаточно точно описать результаты как можно меньшего количества компьютерных/натуральных экспериментов в виде полиномиального ряда. Полученные аппроксимационные зависимости затем можно использовать при статистическом анализе и оптимизации в цикле Монте–Карло на каждом этапе сквозного проектирования ТПСС, что на несколько порядков позволит снизить необходимые вычислительные ресурсы, необходимые для компьютерного моделирования (компьютерного эксперимента), и финансовые затраты на проведение натуральных экспериментов.

К настоящему времени методы для одновременного определения оптимальных рабочих точек прибора/схемы и анализа их чувствительности к флуктуациям технологических параметров разработаны недостаточно полно. Если даже такой анализ чувствительности и проведен каким–то способом, то при осуществлении процедуры оптимизации проектировщик прибора/схемы в типичном случае использует методологию наихудшего случая или же методы, в которых учитывается лишь небольшое число потенциально значимых факторов, и в редких случаях осуществляется учет суммарного влияния технологических факторов.

Для решения указанной статистической задачи наиболее эффективным является метод поверхности откликов (МПО) (в англоязычной терминологии – RSM (Response Surface Methodology)).

Лишь в последнее десятилетие в комплексы систем компьютерного проектирования технологии изготовления ИС включаются инструменты, позволяю-

шие проводить статистический анализ результатов проектирования технологии и оптимизацию технологических параметров. Так, в программный комплекс компании Silvaco, известного разработчика систем компьютерного проектирования технологии в микроэлектронике, входят модули SPAYN (проведение статистического анализа результатов сквозного проектирования) и OPTIMIZER (оптимизация технологических параметров и характеристик прибора). В составе пакета программ другой компании, Synopsys, имеются программные средства TMA Workbench и DFM Workbench, реализующие в ограниченных возможностях методологию статистического и оптимизационного проектирования. Однако в подходах, использованных в пакетах SPAYN и OPTIMIZER, реализована лишь ограниченная часть аспектов статистического анализа и оптимизации технологии.

Используемые при этом математические методы и программные средства позволяют объединить результаты анализа влияния статистических флуктуаций входных параметров каждого из указанных уровней проектирования на выходные характеристики как проектируемой системы в целом, так и на выходные характеристики составных уровней (этапов) сквозного процесса проектирования. В конечном счете, задача состоит в установлении связей между статистической информацией на уровне технологического маршрута и выходными характеристиками проектируемой системы. На каждом этапе проектирования технологии, прибора, схемы и системы используются свои методы и программные средства. Так, при проектировании технологического процесса и элементной базы (прибора) удобными средствами являются программные комплексы компаний Silvaco (SSuprem4) и Synopsys (TCAD). Проектирование на уровнях схемы и системы в настоящее время осуществляется с использованием программных комплексов компаний Cadence, Synopsys, MentorGraphics. Программные средства проектирования технологии реализуют физические модели технологических процессов микроэлектроники, а прибора — переноса носителей заряда в его структурных элементах. Ядром всех средств проектирования аналоговых систем на уровне схемы является программа Spice. Известные в мире компании-разработчики программного обеспечения для компьютерного проектирования в области микроэлектроники Cadence, Synopsys, MentorGraphics используют язык VHDL в качестве языка исходного описания цифровой системы и стандарт VHDL-AMS (расширение VHDL) для описания моделей аналоговых и смешанных (цифро-аналоговых) схем и систем. Используемый в данной работе метод сквозного статистического проектирования объединяет статистическую информацию между уровнем проектирования процесса и уровнем системы, что позволяет выяснить влияние флуктуаций технологических факторов на рабочие характеристики системы. Показано, что иерархический статистический анализ практичен с точки зрения как точности, так и требуемых для моделирования вычислительных ресурсов. Предлагаемый метод позволяет вывести ограничения на флуктуации параметров технологии с точки зрения требований характеристик системы.

Снижение выхода годных СБИС вследствие вариации характеристик приборов (элементной базы) становится критической проблемой. Для решения этой проблемы предлагаются различные способы, сводящиеся, в основном, к статис-

тическому моделированию прибора и к параметрической оптимизации выхода годных [90–95]. При этом большинство исследований останавливается на уровне анализа схемы, а статистический анализ на уровне системы не проводится. Это объясняется тем, что статистический анализ требует большого количества «прогонов», так что статистическое моделирование на уровне системы в таком (прямом) подходе становится практически неосуществимым. В связи со сказанным конечная цель настоящей работы состоит в осуществлении статистического анализа на уровне системы с учетом статистических флуктуаций параметров технологии/прибора/схемы.

Большое разнообразие микросхем силовой электроники требует новых подходов в методологии проектирования. Требуются более эффективные методы при анализе больших ИМС по сравнению с теми, которые используются в обычных SPICE-подобных программах. Иерархический подход – один их эффективных методов статистического анализа, который заменяет общепринятые методы и широко используется в последнем десятилетии. При таком подходе иерархия проектирования представляется в виде двух уровней – уровень системы и уровень схемы. На системном уровне схема разделяется на функциональные блоки, назовем их подсхемами. Поведение подсхем описывается на аппаратном языке. На схемном уровне каждая подсхема представляется в виде списка соединений. Параметры поведенческой модели на системном уровне – это характеристики подсхем; эти параметры экстрагируются посредством SPICE-подобного моделирования на схемном уровне и используются для анализа на уровне системы. Такой подход называется приближением сверху вниз. Посредством связи характеристик подсхем на схемном уровне осуществляется анализ системы на иерархическом уровне.

В работе [96] предложена методика, обеспечивающая связь между статистическими разбросами технологических параметров и соответствующими отклонениями номинальных характеристик системы. Проведено исследование в иерархическом приближении влияния разброса пяти SPICE-параметров (длины L_d и ширины W_d области боковой диффузии, параметра удельной крутизны K_p , концентрации примесей в канале N_{ch} и сопротивления утечки сток–исток R_{DS}) на характеристики системы, состоящей из 5 отдельных блоков (частотного детектора, накопителя заряда, фильтра с низким уровнем пропускания, контроллера осцилляций напряжения и частотного делителя).

Вычислительные затраты, необходимые для построения «мостика» между указанными уровнями проектирования, не столь значительны, так что статистический анализ на системном уровне может быть осуществлен без проблем. Для этой цели используются два метода статистического моделирования – промежуточная модель [97, 98] и метод поверхности откликов [92, 99–100].

В работах [101–104] приведены некоторые данные об опыте использования иерархического статистического моделирования. Показано, что проведение статистического анализа больших ИМС имеет неоспоримые преимущества при использовании иерархических подходов. В этих работах вариации на системном уровне исследуются на основе результатов анализа на приборном уровне в форме параметров модели MOSFET прибора.

5.2. Иерархический статистический анализ микросхем силовой электроники

Иерархический подход к сквозному статистическому анализу ТПСС иллюстрируется рис. 5.1. Нижний уровень – уровень технологии, который отражает параметры технологических операций. Параметр, который описывает некоторую характеристику технологического процесса, является параметром технологии, как, например, толщина окисла, уровень концентрации имплантированных ионов и т.д. Второй уровень – уровень прибора, который отражает характеристики приборов (элементной базы). Параметры этого уровня – это параметры модели, такие как, например, SPICE параметры модели МОП-транзистора. Третий уровень – это уровень схемы, который отражает характеристики схемы. Параметры этого уровня – характеристики схемы. Они связаны с параметрами приборов, которые используются при моделировании схемы. И, наконец, четвертый, верхний уровень – это уровень системы. Параметрами этого уровня являются характеристики системы. На этом уровне поведение системы описывается при помощи аппаратного языка, такого как, например, Verilog-AMS. Функционирование системы анализируется с использованием параметров схемы.

Изменение характеристик ИМС проявляется на различных уровнях технологии, прибора, схемы и системы, иерархия которых показана на рис. 5.1. Статистический анализ проводится с учетом соотношений между соседними уровнями. Например, для анализа флуктуаций характеристик прибора, обусловленных изменениями технологических параметров, обычно используется моделирование прибора.

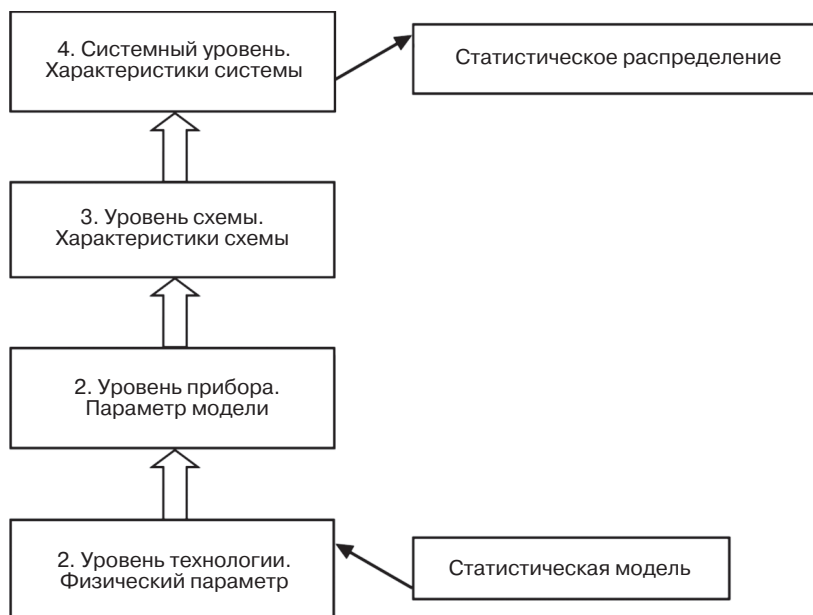


Рис. 5.1. Блок-схема иерархического проектирования при проведении сквозного статистического анализа

Статистическое поведение прибора выражается, например, через набор параметров модели, полученный как результат статистического анализа в режиме наихудшего/наилучшего случая. Этот набор параметров используется в дальнейшем при моделировании схемы с целью получения информации о ее поведении в режиме наихудшего/наилучшего случая. Поступая таким же образом, можно получить информацию о поведении системы в режиме наихудшего/наилучшего случая. Однако такой подход статистического анализа от одного уровня к другому не позволяет преобразовать такую важную статистическую информацию, как корреляция между параметрами характеристик рассматриваемых объектов на каждом иерархическом уровне статистического анализа и, следовательно, приводит к неудовлетворительным статистическим предсказаниям. Кроме того, при таком подходе невозможно оценить влияние каждого физического параметра на уровне технологии на поведение системы в целом.

Преобразование статистической информации от технологического уровня до системного важно с точки зрения обеспечения достаточной точности моделирования характеристик от прибора до системы. В обычном подходе невозможно не только проанализировать разброс характеристик поведения системы, но и вывести ограничения на разброс параметров технологии из данных по разбросу характеристик прибора/схемы/системы. В иерархическом подходе при проведении статистического анализа, который иллюстрируется рис. 5.1, используются две важные методики. Первая представляет собой методику статистического моделирования прибора, в которой преобразуется статистическая информация о физических параметрах (параметрах технологии) в информацию о параметрах моделей прибора [101]. Вторая методика относится к иерархическому преобразованию статистической информации от уровня прибора к соответствующей информации на системном уровне с использованием метода поверхности откликов [95, 101]. В методе поверхности откликов (RSM) характеристические параметры описываются как функции характеристических параметров соответствующего объекта (технологии, прибора, схемы, системы) на более низком уровне. Успешное построение чувствительных (RSM) моделей в конце концов позволяет выразить работу системного уровня как функцию физических параметров. Ниже приведено краткое описание указанных методов.

5.2.1. Статистическое моделирование прибора

Влияние разброса физических параметров технологического процесса изготовления ИМС на параметры модели транзистора моделируется с использованием так называемой промежуточной модели [105]. Концепция преобразования технологических параметров в параметры модели прибора иллюстрируется рис. 5.2. Здесь промежуточной моделью является компактная модель прибора, с помощью которой рассчитываются вольт-амперные характеристики МОП-транзистора, а ее уравнения имеют обычную структуру различных моделей транзистора (BSIM3, Level28, Level3 и т.д.). Процедура преобразования технологических параметров прибора заключается в следующем.

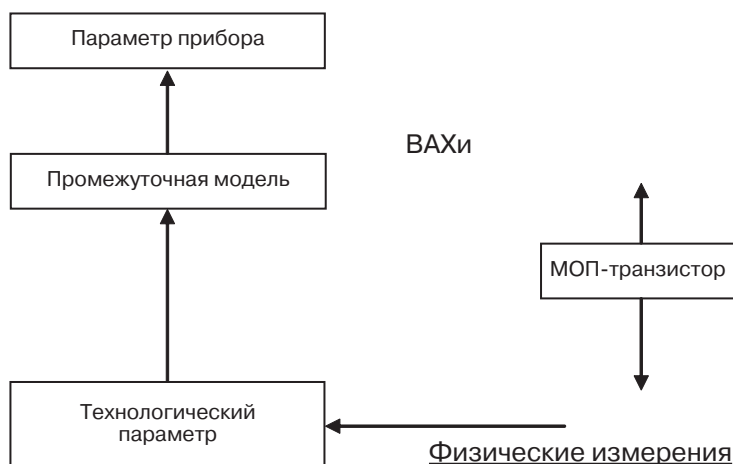


Рис. 5.2. Блок-схема связи технологических параметров с параметрами силового микроэлектронного прибора

Первый шаг преобразования заключается в экстракции параметров промежуточной модели из ВАХов МОП-транзистора. Процедура экстракции может быть осуществлена аналитически. Это означает, что искомые параметры рассчитываются из системы уравнений для ВАХов при различных управляющих напряжениях. Таким образом, эта процедура не зависит от типа параметров целевой модели.

Далее промежуточная модель для экстракции преобразуется в целевой параметр модели МОП-транзистора. Это преобразование зависит от целевых параметров модели. Общую процедуру представить невозможно, но, используя зависимость V_{BS} от параметров промежуточной модели и целевых параметров МОП-модели, почти все модели могут быть созданы из промежуточной модели.

Конечный шаг — это установление технологических параметров с параметрами промежуточной модели. Для этой цели используется статистическая методика, называемая многовариантной регрессией. Промежуточные параметры выражаются в виде линейных моделей технологических параметров. Эти линейные модели аппроксимируются посредством многомерной регрессии, которая создается посредством использования промежуточных параметров и технологических параметров. Далее устанавливается связь между параметрами технологии и параметрами промежуточной модели, а затем между параметрами промежуточной модели и параметрами прибора. Далее параметры прибора могут быть выражены через технологические параметры, как показано на рис. 5.2.

Статистический набор параметров модели транзистора создается из статистической информации о физических параметрах на технологическом уровне. В описываемом примере использовались 5 параметров: L_d , W_d , K_p , N_{ch} и R_{ds} в качестве физических статистических параметров. Эти параметры, назовем их p , образуются из некоррелированных переменных x посредством использования анализа принципиальных компонентов,

$$p = UL^{1/2}x, \quad (5.1)$$

где U – матрица, столбцы которой состоят из собственных векторов корреляционной матрицы p ; L – матрица, у которой собственные значения корреляционной матрицы расположены по диагонали.

5.2.2. Моделирование на уровнях схемы и системы

На уровнях схемы и системы соответствующие характеристики моделируются как функции характеристик поведения объектов на более низком уровне (RSM-методология). Используются полиномиальные функции первого или второго порядка при RSM-анализе. Они строятся из регрессионного анализа результатов моделирования.

Характеристика схемы c_i выражается как функция статистического технологического параметра p следующим образом:

$$c_i = rsm_{p \rightarrow c}(p) = b_0 + \sum_{i=1}^N b_i p_i + (\text{члены более высокого порядка}). \quad (5.2)$$

Таким же образом поведение объекта на системном уровне в RSM приближении s может быть промоделировано с использованием характеристик схемы на уровне схемы

$$s = rsm_{c \rightarrow s}(c) = rsm_{c \rightarrow s}(rsm_{p \rightarrow c}(p)) \equiv rsm_{p \rightarrow s}(p). \quad (5.3)$$

Уравнение (5.3) выражает зависимость между физическими параметрами и характеристиками системы. С использованием уравнения (5.3) может быть получена статистическая информация о характеристиках системы на основе данных о физических параметрах.

Обратимся к примеру использования связи между физическими переменными и характеристиками системы. Здесь представлен анализ чувствительности характеристик системы к физическим параметрам. Необходимо отметить, что чувствительность коррелированной переменной дает малую информацию. Для оценки анализа чувствительности относительно некоррелированной переменной перепишем уравнение (5.3) в виде функции некоррелированной переменной x через уравнение (5.1):

$$s = rsm_{p \rightarrow c}(U\Lambda^{1/2}x) \equiv k(x). \quad (5.4)$$

После проведения анализа чувствительности к некоррелированной переменной s с использованием уравнения (5.4) влияние физического параметра на чувствительность системы можно оценить посредством следующего разложения чувствительности:

$$\frac{\partial s}{\partial x_i} = \sum_j \frac{\partial s}{\partial p_j} \cdot \frac{\partial p_j}{\partial x_i}. \quad (5.5)$$

Используя уравнение (5.5), можно определить, какой физический параметр имеет доминирующее влияние на характеристики системы.

5.3. Обобщенная структура методологии сквозного статистического анализа и оптимизации в силовой электронике

Блок-схема алгоритма реализации собственного комплексного подхода [106] к решению задачи статистического анализа в процессе сквозного проектирования изделий микроэлектроники от этапа проектирования технологического процесса до проектирования системы представлена на рис. 5.3. Выходные характеристики (результаты аппроксимации) каждого предыдущего этапа являются входными параметрами для последующего этапа проектирования.

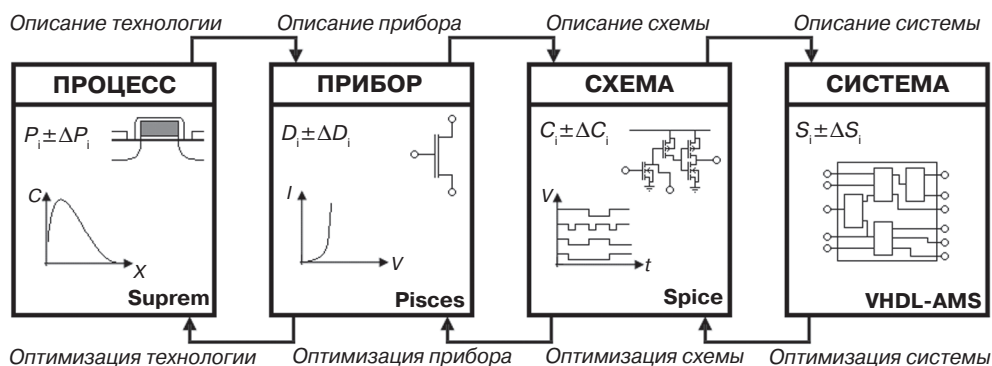


Рис. 5.3. Алгоритм процедуры сквозного статистического проектирования

Входная информация для этапа проектирования технологии — технологические параметры (P_i) отдельных операций обработки полупроводниковых структур. К этим параметрам относятся, например, дозы и энергии имплантационного легирования структурных элементов формируемого прибора, длительность, температура и характеристики среды в процессе окисления, парциальные давления отдельных газовых компонент, длительность и температура термообработки, размер зерна в процессе формирования поликремниевого затвора МОП-транзистора и другие многочисленные характеристики технологического процесса формирования приборной структуры. Результаты этапа проектирования технологического маршрута формирования приборной структуры — профили распределения примесей, геометрические характеристики прибора, включая глубины залегания р-п-переходов, значения поверхностных сопротивлений.

SUPREM — типичный программный комплекс, предназначенный для моделирования технологии. В наших расчетах используется двухмерная программа SSuprem4, входящая в состав модуля ATHENA программного комплекса компании Silvaco.

Моделирование электрических характеристик прибора осуществляется на основе результатов проектирования технологии посредством использования модуля ATLAS программного комплекса компании Silvaco. Основа модуля ATLAS — стандартная программа моделирования прибора PISCES. Spice-параметры матема-

тической модели прибора являются аргументами D_i этапа проектирования прибора, значения которых определяются выходными характеристиками предыдущего этапа проектирования технологии. Экстракция Spice-параметров в наших расчетах реализуется с использованием собственной оптимизационной методологии, изложенной в работе [107].

Следующий этап процесса сквозного проектирования, моделирование схемы, осуществляется (в случае аналоговой схемы) посредством использования стандартной программы Spice, которая является ядром всех современных комплексов схемотехнического проектирования, таких как Cadence, Synopsys, MentorGraphics. Влияние флуктуаций входных параметров C_i (Spice-параметров приборов), диапазон разброса которых определен на предыдущем этапе проектирования прибора, исследуется в процессе проведения статистического анализа в цикле Монте-Карло (МС-анализ) или статистического анализа по наихудшему случаю (Worst-Case-анализ). В наших расчетах эти виды анализа осуществляются с использованием программного комплекса компании Cadence.

Последний этап процедуры сквозного процесса проектирования – исследование выходных характеристик системы и их разброса, обусловленного флуктуациями характеристик схемы. Задание параметров для моделирования/проектирования системы, в том числе исходных данных для проведения статистического анализа, осуществляется с использованием аппаратного языка описания VHDL-AMS.

Очевидно, что описанный подход последовательного преобразования статистической информации от этапа проектирования технологии до этапа проектирования системы может дать адекватные результаты лишь при условии обеспечения достаточной точности моделирования характеристик проектируемого объекта от элементной базы до системы в целом. В обычном подходе, когда статистический и оптимизационный анализы проводятся отдельно для каждого этапа сквозного проектирования, без строгого учета взаимосвязи этих видов анализа между отдельными этапами проектирования, невозможно не только проанализировать разброс характеристик поведения системы, но и вывести ограничения на разброс параметров технологии из данных по разбросу характеристик прибора/схемы/системы. В нашем подходе, как показано, обсуждаемые задачи решаются посредством комплексного использования как стандартных программных средств проектирования в микроэлектронике, так и собственных программных средств для полиномиальной аппроксимации результатов компьютерных и натурных экспериментов, основанных на RSM методологии, а также для статистического анализа и оптимизации параметров.

При создании программного обеспечения для организации сквозного процесса статистического моделирования технологии/прибора/схемы/системы с использованием современных программных комплексов проектирования в микроэлектронике (таких как Mentor Graphics, Cadence Synopsys и Silvaco) необходимо учесть следующие основные требования:

- обеспечение кросс-платформенности, необходимой для удобства использования и совместимости с различными версиями программного обеспечения;
- удобный графический интерфейс, идентично представляющийся под разными платформами;
- возможность интеграции с другими программными комплексами.

Кроме того, необходимо обеспечить следующие возможности:

- реализовать блоки планирования экспериментов, аппроксимации и оптимизации в цикле Монте-Карло как с использованием встроенных в программные комплексы проектирования технологии/прибора/схемы/системы возможностей, так и с применением собственных методик и алгоритмов;
- разработать модули импорта/экспорта файлов с целью программных средств для организации статистического проектирования в программных комплексах «сквозного» проектирования интегральных микросхем компании Silvaco [108–109];
- реализовать в программном обеспечении математические алгоритмы на объектно-ориентированном кросс-платформенном языке программирования Python, а также математических библиотек типа Scipy и Numpy, имеющих максимально оптимизированный программный код и низкое время расчетов;
- реализовать пользовательский интерфейс с помощью графической библиотеки wxWidgets.

Таким образом, программное обеспечение разрабатывается с использованием языка программирования Python [109] и библиотеки построения графического интерфейса wxWidgets [111]. Для удобства дальнейшей доработки и расширения возможностей программа организована по модульному принципу, где каждый модуль логически не зависит от других, входящих в ее состав, модулей.

5.4. Результаты проведения сквозного статистического анализа и оптимизации параметров типовой микросхемы силовой электроники

Описываемая здесь методология сквозного статистического проектирования ТПСС, предложенная авторами в работах [106–109], тестировалась на простейшем примере ячейки инвертора, сформированном на основе МОП-транзисторов.

5.4.1. Статистический анализ параметров технологии

Проведены моделирование технологического маршрута формирования n-МОП транзистора и аппроксимация результатов моделирования полиномом второй степени в RSM приближении. В качестве входных факторов P_i (см. рис. 5.3), определяющих статистический разброс анализируемых здесь выходных характеристик технологического маршрута (глубина залегания p-n-перехода X_j , исток/стоковой области и пороговое напряжение V_{TH0}), которые являются также и Spice-параметрами исследуемого МОП-транзистора, были выбраны три значимых технологических параметра:

- доза имплантационного легирования области канала D_{CH} ;
- доза имплантационного подлегирования исток-стоковых областей D_{DS} ;
- температура операции разгонки примеси, имплантированной в область канала, T .

Принятые в расчетах номинальные значения входных параметров:
 $D_{CH} = 9,5 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-2}$, $D_{DS} = 5 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-2}$, $T = 1000 \text{ }^{\circ}\text{C}$.

В состав выбранного в качестве примера исследования типичного технологического маршрута формирования структуры n-МОП транзистора входят четыре операции имплантации: формирование p-кармана, формирование канала, формирование исток-стоковых областей и их подлегирование для создания LDD областей.

Листинг файла с заданием на моделирование технологического маршрута формирования МОП-транзистора и на расчет его вольт-амперных характеристик в среде программного комплекса SSuprem4 приведен ниже.

```
go athena
line x loc=0.0 spac=0.02
line x loc=0.2 spac=0.006
line x loc=0.4 spac=0.006
line x loc=0.6 spac=0.01
line y loc=0.0 spac=0.002
line y loc=0.2 spac=0.005
line y loc=0.5 spac=0.025
line y loc=0.8 spac=0.15
set time=11
set vtdose=9.5e11
set sddose=5.0e15
extract name=»time» $time
extract name=»vtdose» $vtdose
extract name=»sddose» $sddose
init orientation=100 c.phos=1e14 space.mul=2
#pwell formation including masking off of the nwell
diffus time=30 temp=1000 dryo2 press=1.00 hcl=3
etch oxide thick=0.02
#P-well Implant
implant boron dose=8e12 energy=100 pears method two.d
diffus temp=950 time=100 weto2 hcl=3
#N-well implant not shown - welldrive starts here
diffus time=50 temp=1000 t.rate=4.000 dryo2 press=0.10 hcl=3
diffus time=220 temp=1200 nitro press=1
diffus time=90 temp=1200 t.rate=-4.444 nitro press=1
etch oxide all
#sacrificial «cleaning» oxide
diffus time=20 temp=1000 dryo2 press=1 hcl=3
etch oxide all
#1 - gate oxide grown here:-
#diffus time=11 temp=925 dryo2 press=1.00 hcl=3
diffus time=$time temp=925 dryo2 press=1.00 hcl=3
# Extract a design parameter
extract name=»gateox» thickness oxide mat.occno=1 x.val=0.05
```

```

#2 - vt adjust implant
#implant boron dose=9.5e11 energy=10 pearson
implant boron dose=$vtdose energy=10 pearson
depo poly thick=0.2 divi=10
#from now on the situation is 2-D
etch poly left p1.x=0.35
method two.d
diffuse time=3 temp=900 weto2 press=1.0
implant phosphor dose=3.0e13 energy=20 pearson
depo oxide thick=0.120 divisions=8
etch oxide dry thick=0.120
#3 - S/D Well implant
#implant arsenic dose=5.0e15 energy=50 pearson
implant arsenic dose=$sddose energy=50 pearson
method two.d
diffuse time=1 temp=900 nitro press=1.0
# pattern s/d contact metal
etch oxide left p1.x=0.2
deposit alumin thick=0.03 divi=2
etch alumin right p1.x=0.18
# Extract design parameters
# extract final S/D Xj
extract name=»nxj» xj silicon mat.occno=1 x.val=0.1 junc.occno=1
structure mirror right
electrode name=gate x=0.5 y=0.1
electrode name=source x=0.1
electrode name=drain x=1.1
electrode name=substrate backside
structure outfile=moslex01_0.str
#extract name=»Xj_s» xj material=»Silicon» mat.occno=1 x.val=1.1 junc.occno=1
# plot the structure
#tonyplot moslex01_0.str -set moslex01_0.set
##### Vt Test : Returns Vt, Beta and Theta #####
go atlas
# set material models
models cvt srh print
contact name=gate n.poly
interface qf=3e10
method newton
solve init
# Bias the drain
solve vdrain=0.1
# Ramp the gate
log outf=moslex01_1.log master
solve vgate=0 vstep=0.05 vfinal=3.0 name=gate

```

```
save outf=moslex01_1.str
# plot results
# tonyplot moslex01_1.log -set moslex01_1_log.set
# extract device parameters
extract name=»nvt» (xintercept(maxslope(curve(abs(v.»gate»),abs(i.»drain»)))) \
- abs(ave(v.»drain»))/2.0)
quit
```

Рис. 5.4–5.9 (см. цв. вклейку) иллюстрируют конечный результат моделирования технологического процесса формирования структуры n-МОП транзистора.

На рис. 5.4 показано поперечное сечение исследуемой структуры n-МОП транзистора с указанием материалов, из которых она состоит.

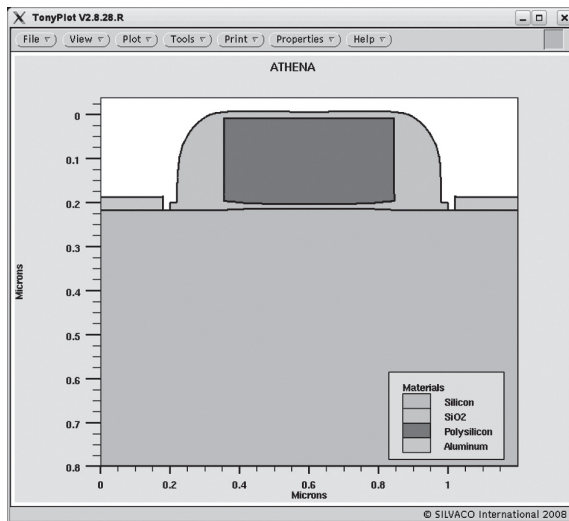


Рис. 5.4. Поперечное сечение исследуемой структуры n-МОП-транзистора

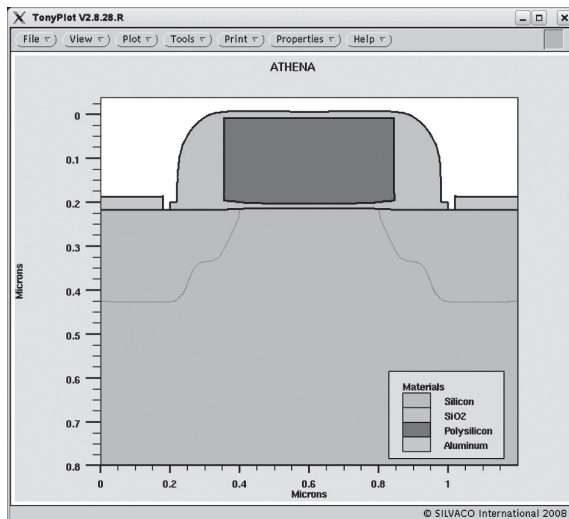


Рис. 5.5. p-n-переходы в исследуемой структуре n-МОП-транзистора

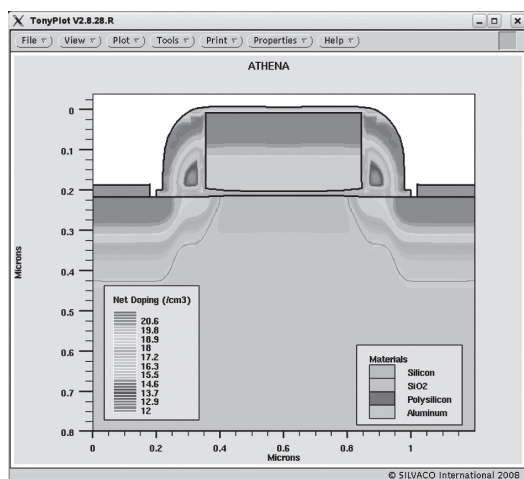


Рис. 5.6. Распределение примесей (в виде изоконцентрационных линий) в исследуемой структуре n-МОП-транзистора

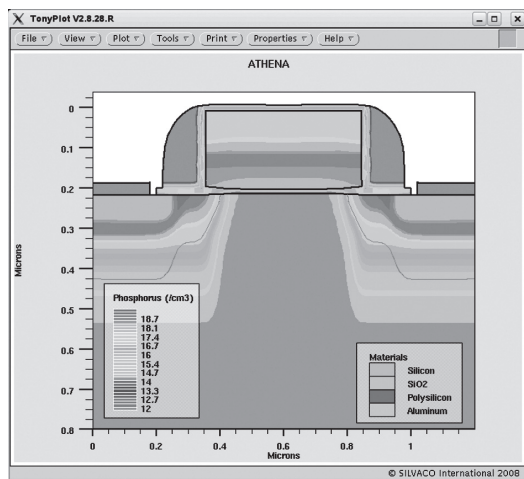


Рис. 5.7. Распределение концентрации фосфора в исследуемой структуре n-МОП-транзистора

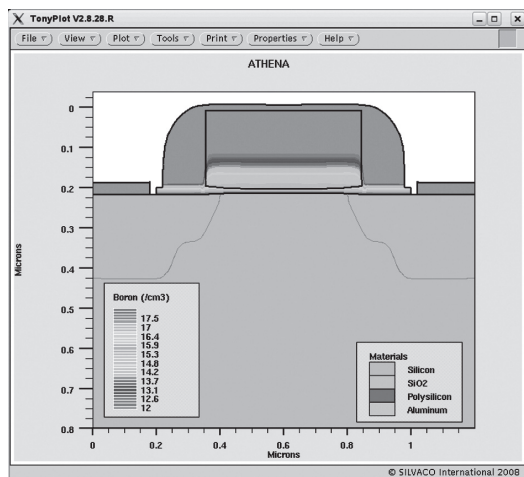


Рис. 5.8. Распределение концентрации бора в исследуемой структуре n-МОП-транзистора

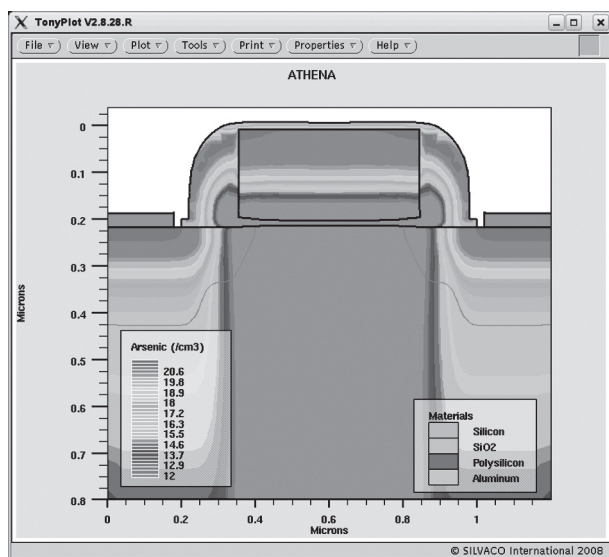


Рис. 5.9. Распределение концентрации мышьяка в исследуемой структуре n-МОП-транзистора

Для построения аппроксимационных зависимостей выходных характеристик технологического маршрута формирования структуры n-МОП транзистора от входных параметров значимых технологических операций (три фактора D_{CH} , D_{DS} и T) проведена серия компьютерных экспериментов на основании плана экспериментов, представленного в табл. 5.1. Задан одинаковый разброс для всех значимых параметров, равный $\pm 5\%$.

В табл. 5.2 приведены значения выходных характеристик технологии – глубина залегания p-n-перехода X_j исток/стоковой области и пороговое напряжение V_{TH0} транзистора – при номинальных значениях входных параметров технологии (Nom), а также максимальные (Max) и минимальные (Min) значения этих выходных характеристик и их соответствующие относительные отклонения Δ_{min} и Δ_{max} от номинальных значений.

Таблица 5.1. План реализации трехфакторного эксперимента для построения аппроксимационных зависимостей в рамках RSM методологии

| N | D_{CH} (см ⁻²) | D_{DS} (см ⁻²) | T (°C) | X_j (мкм) | V_{TH0} (В) |
|---|------------------------------|------------------------------|----------|-------------|---------------|
| 0 | $9,5 \cdot 10^{11}$ | $5e+15$ | 1000 | 0,172986 | 0,508009 |
| 1 | $9,025 \cdot 10^{11}$ | $4,75 \cdot 10^{15}$ | 950 | 0,172475 | 0,50976 |
| 2 | $9,025 \cdot 10^{11}$ | $4,75 \cdot 10^{15}$ | 1050 | 0,181016 | 0,471384 |
| 3 | $9,025 \cdot 10^{11}$ | $5,25 \cdot 10^{15}$ | 950 | 0,172185 | 0,509801 |
| 4 | $9,025 \cdot 10^{11}$ | $5,25 \cdot 10^{15}$ | 1050 | 0,182101 | 0,471469 |
| 5 | $9,975 \cdot 10^{11}$ | $4,75 \cdot 10^{15}$ | 950 | 0,172468 | 0,537365 |
| 6 | $9,975 \cdot 10^{11}$ | $4,75 \cdot 10^{15}$ | 1050 | 0,181006 | 0,495213 |
| 7 | $9,975 \cdot 10^{11}$ | $5,25 \cdot 10^{15}$ | 950 | 0,172178 | 0,537414 |
| 8 | $9,975 \cdot 10^{11}$ | $5,25 \cdot 10^{15}$ | 1050 | 0,182094 | 0,495271 |
| 9 | $9,5 \cdot 10^{11}$ | $5e \cdot 10^{15}$ | 834,575 | 0,172218 | 0,53553 |

Таблица 5.2. Значения выходных характеристик при номинальных значениях входных параметров технологии и их отклонения, полученные в серии компьютерных экспериментов с использованием программного комплекса SSuprem4 согласно плану, представленному в табл. 5.1

| Параметр | <i>Nom</i> | <i>Min</i> | $\Delta_{\min}, \%$ | <i>Max</i> | $\Delta_{\max}, \%$ |
|---------------|------------|------------|---------------------|------------|---------------------|
| X_j , мкм | 0,172986 | 0,171615 | -0,792549 | 0,182101 | +5,269212 |
| V_{TH0} , В | 0,50801 | 0,47138 | -7,210487 | 0,55373 | +8,999822 |

Выражения (5.6) и (5.7) представляют собой аппроксимационные зависимости X_j (5.6) и V_{TH0} (5.7) от $D_{CH}(x)$, D_{DS} и T , полученные с использованием RSM методологии:

$$X_j = 0,458388 + 1,94383 \cdot 10^{-13} \cdot x - 1,01905 \cdot 10^{-25} \cdot x^2 + 2,1462 \cdot 10^{-17} \cdot y + 3,1578 \cdot 10^{-32} \cdot xy - 4,902 \cdot 10^{-33} \cdot y^2 - 0,00095 \cdot z - 1,578 \cdot 10^{-19} \cdot xz + 2,753 \cdot 10^{-20} \cdot yz + 4,5532 \cdot 10^{-7} \cdot z \quad (5.6)$$

и

$$V_{TH0} = -1,08318 + 6,45145 \cdot 10^{-13} \cdot x + 1,5331 \cdot 10^{-26} \cdot x^2 - 1,29693 \cdot 10^{-17} \cdot y - 3,15789 \cdot 10^{-31} \cdot xy + 1,26431 \cdot 10^{-33} \cdot y^2 + 0,00277594 \cdot z - 3,99474 \cdot 10^{-16} \cdot xz + 7 \cdot 10^{-22} \cdot yz - 1,40173 \cdot 10^{-6} \cdot z^2, \quad (5.2)$$

где через x обозначена величина D_{CH} , через y — D_{DS} и через z — T .

Графические иллюстрации полиномов, аппроксимирующих результаты компьютерных экспериментов, проведенных с использованием центрального композиционного плана, представлены на рис. 5.10 (см. цв. вклейку). Следует отметить ярко выраженный нелинейный характер полученных аппроксимационных полиномов.

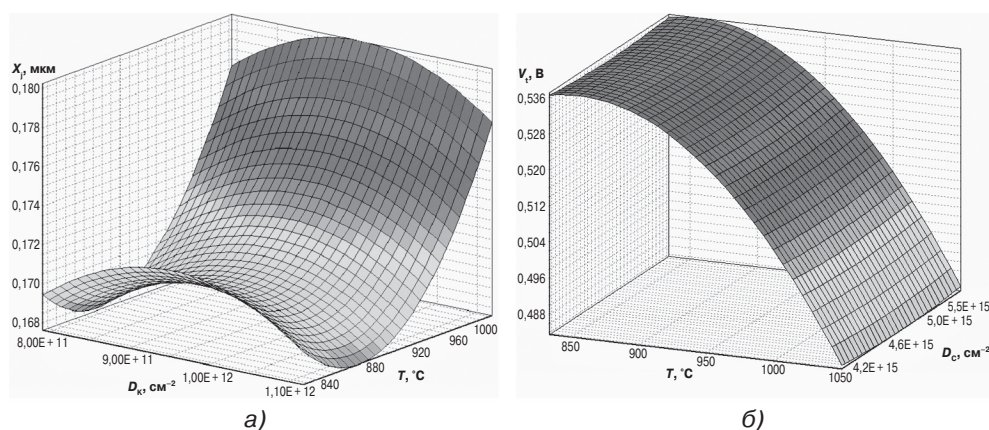


Рис. 5.10. Зависимости $X_j(D_{CH}, T)$ при $D_{DS} = \text{const}$ (а) и $V_{TH0}(D_{DS}, T)$ при $D_{CH} = \text{const}$ (б), полученные с использованием аппроксимационных полиномов

Корреляционные зависимости между результатами, полученными с использованием аппроксимационных полиномов и компьютерных экспериментов для величин X_j и V_{TH0} , и соответствующие эллипсы рассеивания приведены на рис. 5.11 и 5.12. Отметим аномально высокое расхождение в корреляционной зависимости для X_j

в области ее малых (около 0,173 мкм) значений (рис. 5.11а). Этот «выброс», как будет показано ниже, скажется на результатах статистического анализа, проведенного на основе аппроксимационной полиномиальной зависимости.

Сравнение полученных значений коэффициентов детерминации 0,954 и 0,999 соответственно для X_j и V_{TH0} аппроксимационных полиномов подтверждает приведенные выше данные.

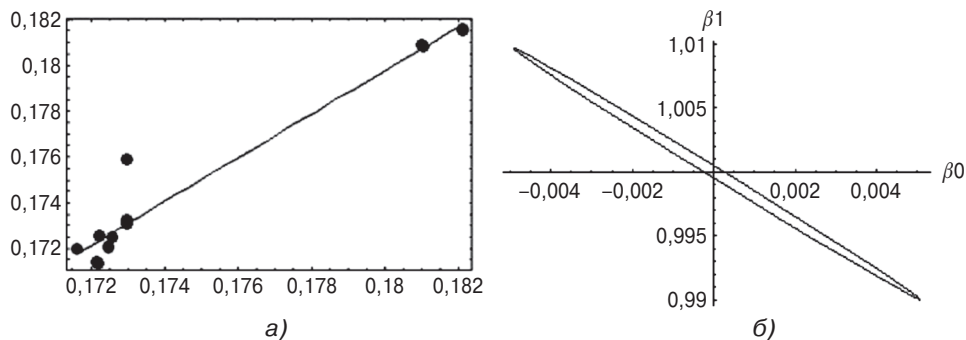


Рис. 5.11. Корреляционная зависимость для параметра X_j между результатами аппроксимационного полинома и компьютерных экспериментов и соответствующий эллипс рассеивания

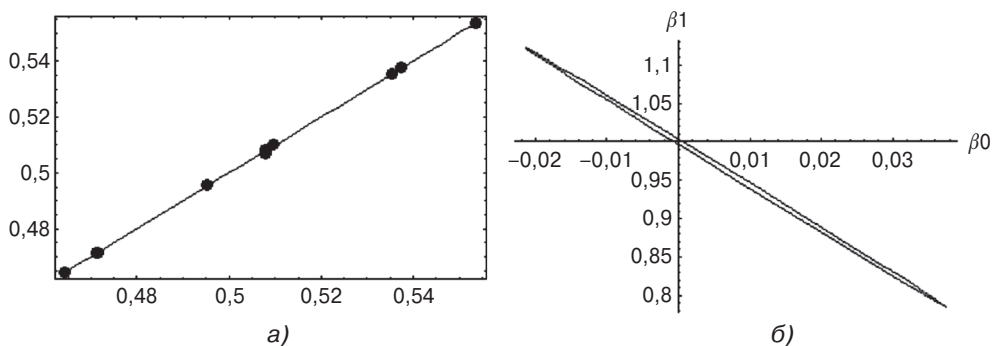


Рис. 5.12. Корреляционная зависимость для параметра V_{TH0} между результатами аппроксимационного полинома и компьютерных экспериментов и соответствующий эллипс рассеивания

Представленные на рис. 5.11б и 5.12б сравнительные данные для эллипсов рассеивания, представляющие собой доверительные множества на плоскости (β_0, β_1) (β_0 — свободный член линейной зависимости, а β_1 — коэффициент при переменной), подтверждают тот факт, что в аппроксимационной зависимости для параметра X_j свободным членом пренебречь нельзя, а для параметра V_{TH0} — свободный член статистически не значим.

Некоторые результаты статистического анализа (с использованием полученных аппроксимационных полиномов) выходных характеристик X_j и V_{TH0} при одинаковом разбросе ($\pm 5\%$) всех трех входных параметров приведены на рис. 5.13 и в табл. 5.3.

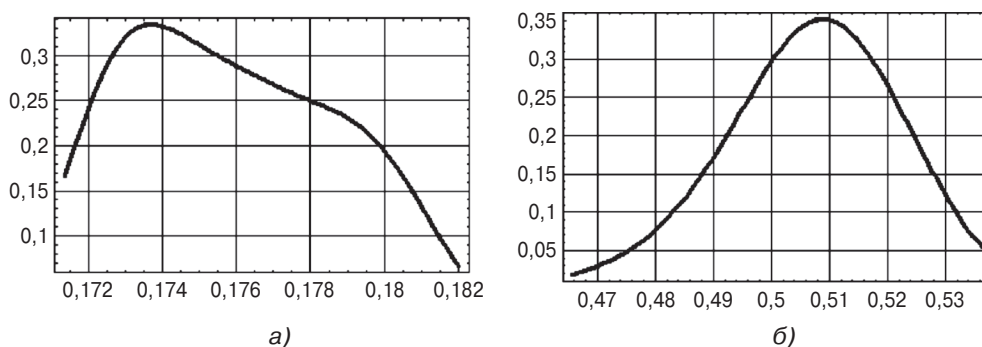


Рис. 5.13. Плотности распределения, полученные по результатам статистического анализа выходных характеристик X_j (а) и V_{th0} (б)

Таблица 5.3. Результаты статистического анализа выходных параметров технологического процесса формирования структуры МОП-транзистора, полученные с использованием аппроксимационных полиномов

| Параметр | Результат при номинальных значениях входных параметров | Результат при минимальных значениях входных параметров | | Результат при максимальных значениях входных параметров | |
|---------------|--|--|--|---|--|
| | | Абсолютное значение | Отклонение от номинального значения, % | Абсолютное значение | Отклонение от номинального значения, % |
| X_j , мкм | 0,173 | 0,173 | 0,7 | 0,182 | 5,3 |
| V_{th0} , В | 0,508 | 0,471 | 7,2 | 0,554 | 9,0 |

Явно негауссово распределение глубины залегания p-n-перехода, представленное на рис. 5.12а, и смещение вершины распределения в область малых значений X_j обусловлено негауссовым распределением входных параметров.

Результаты, представленные в табл. 5.3, показывают смещение «центральных» значений выходных характеристик X_j и V_{th0} как результат статистического анализа влияния флуктуаций входных параметров D_{ch} , D_{ds} и T по сравнению с «центральными» значениями этих величин, принимаемыми в исходном плане экспериментов. Таким образом, при статистическом анализе на следующем этапе, этапе проектирования прибора, центральное значение Spice-параметра X_j следует выбирать равным $(0,173 + 0,182)/2 = 0,176$ мкм, а величину разброса, равной $(0,7 + 5,3)/2 = 3\%$.

Отметим, что центральное значение и разброс параметра X_j , выведенные для аппроксимационного полинома из результатов компьютерных экспериментов согласно плану компьютерных экспериментов, были $0,173$ мкм $\pm 5\%$.

Соответствующие выкладки для величины порогового напряжения V_{th0} (одного из Spice-параметров исследуемого здесь n-МОП транзистора) дают $(0,471 + 0,554)/2$ В = $0,512$ В $\pm 8,1\%$ против $0,508$ В $\pm 5\%$ при номинальных значениях входных параметров технологии. Пороговое напряжение – выходная характеристика технологического маршрута – является и одним из SPICE-параметров исследуемого n-МОП транзистора как элемента конечного объекта исследований – схемы инвертора.

5.4.2. Статистический анализ параметров прибора (n-МОП транзистора)

На основании данных (полученных с использованием RSM методологии), показывающих «отклик» выходных характеристик технологического маршрута формирования структуры n-МОП транзистора на флуктуации значимых технологических параметров, далее проводится статистический анализ электрических характеристик прибора — в обсуждаемом здесь примере — n-МОП транзистора.

Первый шаг процедуры статистического анализа прибора (здесь n-МОП транзистор) состоит в «преобразовании» технологических параметров в ВАХи транзистора с использованием модуля ATLAS программного комплекса компании Silvaco. Второй шаг заключается в экстракции SPICE-параметров из ВАХов на основании математического описания модели транзистора, например, BSIM4, с последующей процедурой оптимизации [107] или с использованием процедуры аналитической обработки ВАХов, заложенной в модуле ATLAS (здесь параметр V_{TH0}). Некоторые SPICE-параметры определяются непосредственно из технологии (здесь N_{SUB} — концентрация примесей в подложке и обсужденная выше величина X_j).

В качестве электрической характеристики исследуемого n-МОП транзистора рассматривалась зависимость напряжения на стоке от напряжения на затворе транзистора (от 0 до 3 В). Ниже приведены графики полученных зависимостей вольт-амперных характеристик при номинальных значениях технологических параметров (рис. 5.14, см. цв. вклейку), при максимальной (рис. 5.15, см. цв. вклейку) и минимальной (рис. 5.16, см. цв. вклейку) величине порогового напряжения, а также все три рассмотренных ВАХ, приведенные на одном графике (рис. 5.17, см. цв. вклейку).

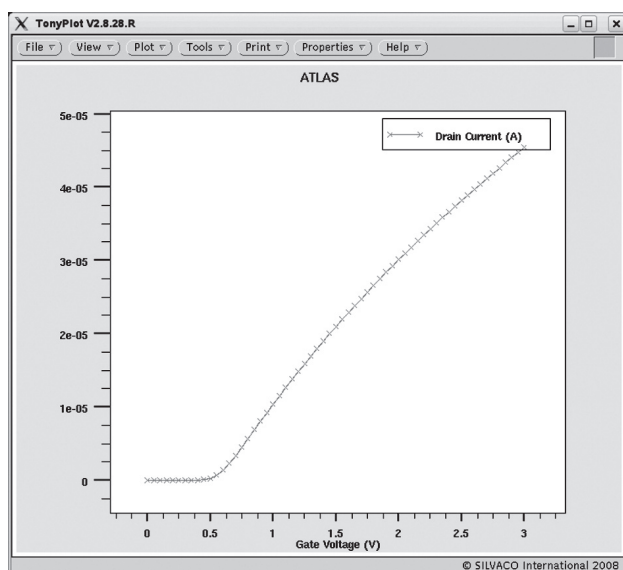


Рис. 5.14. Результат расчета вольт-амперной характеристики n-МОП-транзистора, полученного при номинальных технологических параметрах (порогового напряжения $V_{TH0} = 0,511$ В)

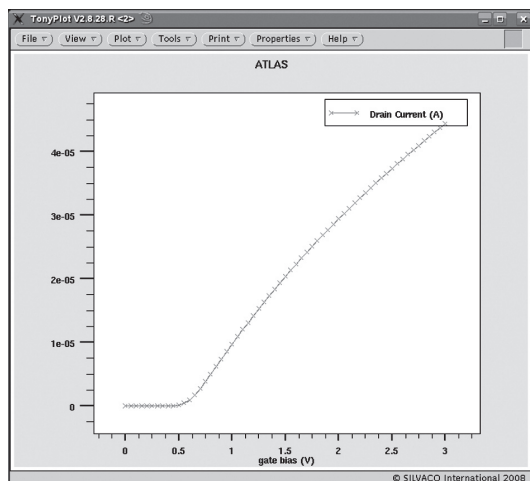


Рис. 5.15. Результат расчета вольт-амперной характеристики n-МОП-транзистора при условиях, дающих максимальное значение величины порогового напряжения ($V_{TH0} = 0,537$ В) из всех исследованных в статистическом анализе

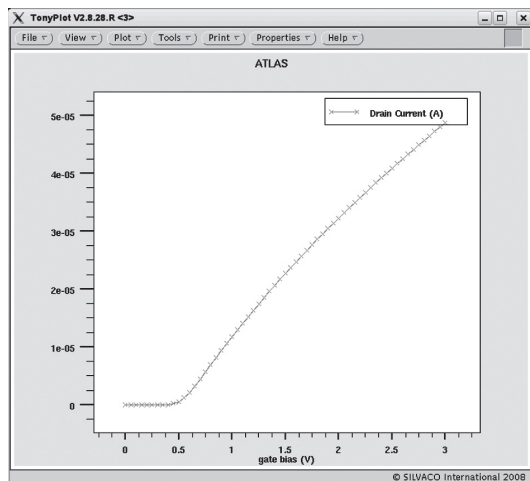


Рис. 5.16. Результат расчета вольт-амперной характеристики n-МОП-транзистора при условиях, дающих минимальное значение величины порогового напряжения ($V_{TH0} = 0,471$ В) из всех исследованных в статистическом анализе

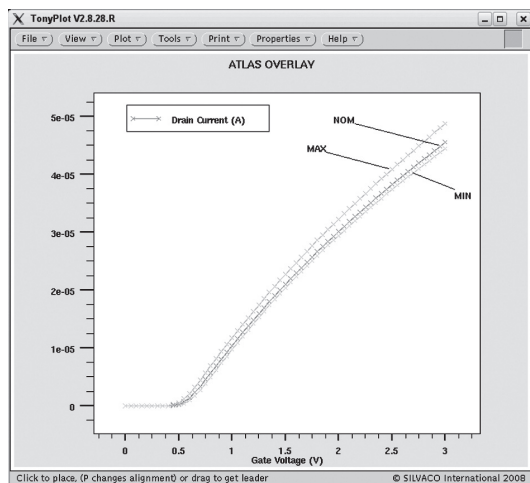


Рис. 5.17. Сводные зависимости напряжения на затворе от тока стока, представленные на рис. 5.32–5.34

На основании использования собственной методики экстракции SPICE-параметров из совокупности вольт-амперных характеристик получены следующие SPICE-параметры в модели nmos NMOS исследуемого МОП-транзистора, соответствующие структуре и распределениям примесей, рассчитанных при моделировании технологического маршрута ее формирования:

```
.MODEL nmos NMOS (LEVEL=3 Xj=0.172986e-6 VTO=0.50801
+ NSUB=1E17)
```

Параметр NSUB был задан в качестве исходного при моделировании технологии.

5.4.3. Статистический анализ параметров схемы (инвертор на базе n-МОП-транзисторов)

Моделирование схемы инвертора на базе сформированного n-МОП-транзистора, результаты статистического анализа которого изложены и обсуждены в разд. 6.4.2, проводилось с использованием программного средства ICFlow комплекса компании MentorGraphics.

Для иллюстрации принципиальной идентичности указанных программных средств в этом разделе приводятся результаты расчетов, полученных с использованием обоих пакетов. Графический образ исследуемой схемы инвертора представлен на рис. 5.18 в среде пакета ICFlow.

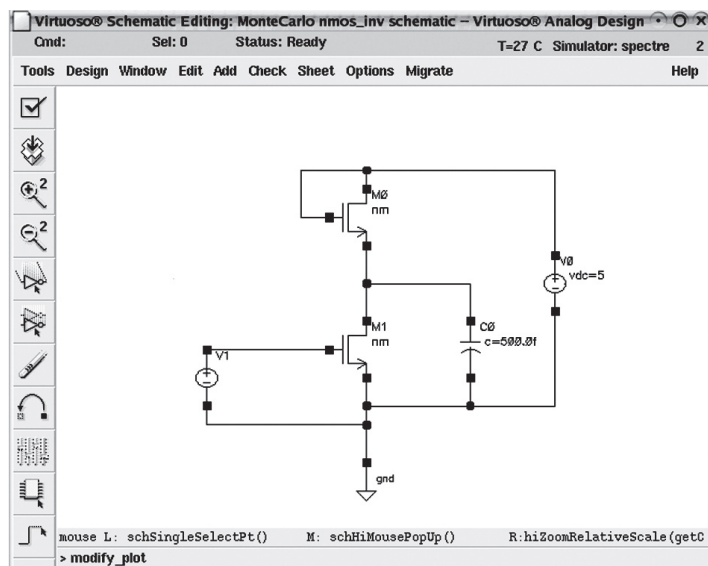


Рис. 5.18. Схема моделируемого инвертора (программа ICFlow)

Результаты проведения TRAN-анализа при номинальных значениях SPICE-параметров, входящих в схему инвертора nМОП-транзисторов, представлены на рис. 5.19.

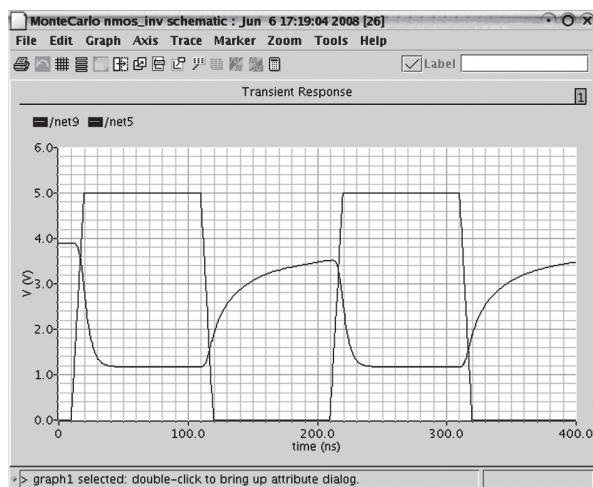


Рис. 5.19. Результат проведения TRAN-анализа исследуемого инвертора при номинальных значениях SPICE-параметров (программа ICFlow)

В качестве способа исследования влияния флуктуаций значимых технологических параметров на разброс выходных характеристик схемы инвертора было выбрано проведение анализа переходных процессов в цикле Монте Карло. На основании данных (см. табл. 5.3), полученных на предыдущих (технология—прибор) этапах сквозного статистического анализа номинальные значения трех выбранных для исследования SPICE-параметров (глубина залегания р-п-перехода в истоковых/стоковых областях п-МОП-транзистора X_j , пороговое напряжение V_{TH0} и концентрация примесей в подложке) исследовался разброс выходного напряжения инвертора как «отклик» флуктуаций технологических параметров. В расчетах приняты следующие номинальные значения выбранных для исследования SPICE-параметров и их разброс: $X_j = 0,177 \pm 3\%$ и $V_{TH0} = 0,513 (\pm 8\%)$.

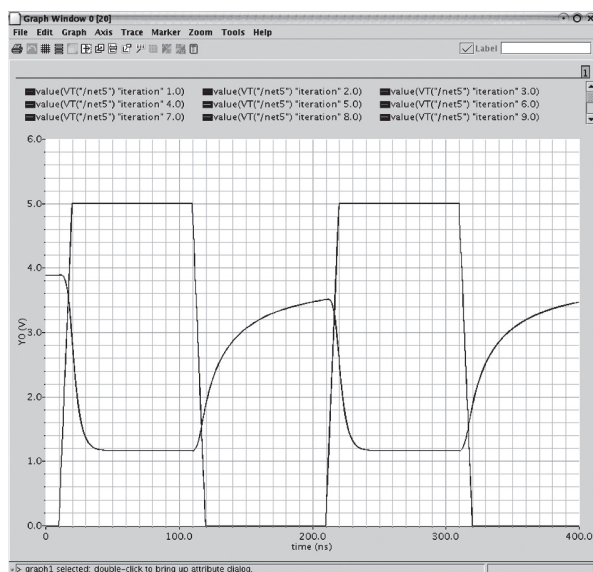


Рис. 5.20. Результат проведения TRAN-анализа с учетом разброса SPICE-параметра X_j (программа ICFlow)

В процессе исследований в работах [108, 109] было приведено три варианта исследования влияния статистического разброса SPICE-параметров на выходные характеристики инвертора при проведении TRAN-анализа в цикле Монте-Карло:

- учет разброса только X_j при номинальном значении V_{TH0} (рис. 5.20–5.22),
- учет разброса только V_{TH0} при номинальном значении X_j (рис. 5.23–5.25),
- учет разброса обоих SPICE-параметров одновременно (рис. 5.26–5.28).

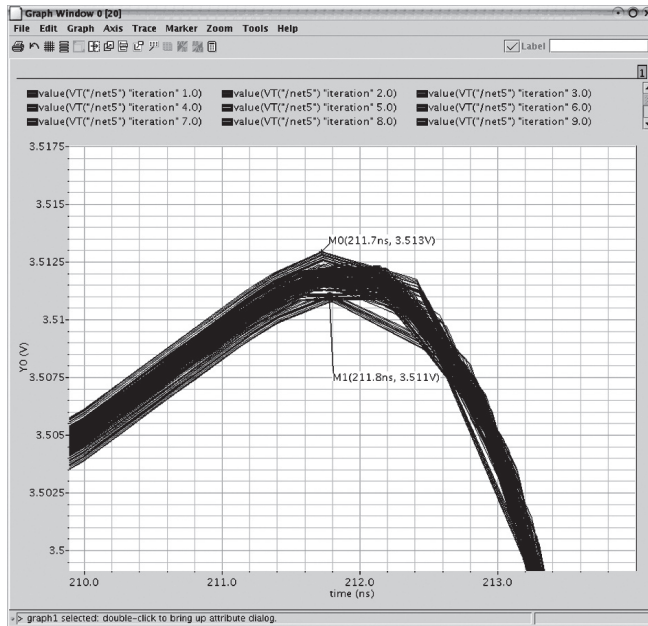


Рис. 5.21. Результат проведения TRAN-анализа в цикле Монте-Карло с учетом разброса SPICE-параметра X_j (программа ICFlow, увеличенный фрагмент)

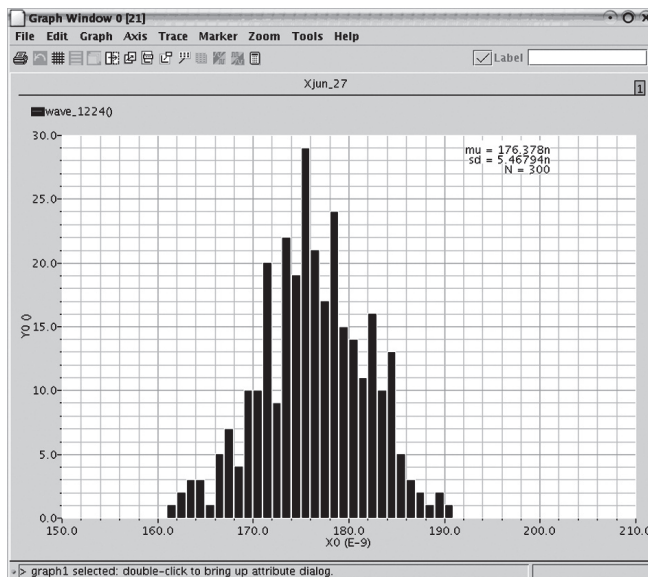


Рис. 5.22. Гистограмма распределения параметра X_j в режиме Монте-Карло (программа ICFlow)

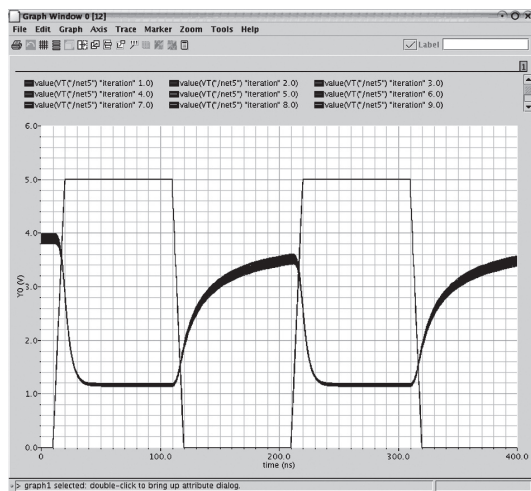


Рис. 5.23. Результат проведения TRAN-анализа в цикле Монте-Карло с учетом разброса SPICE-параметра V_{TH0} (программа ICFlow)

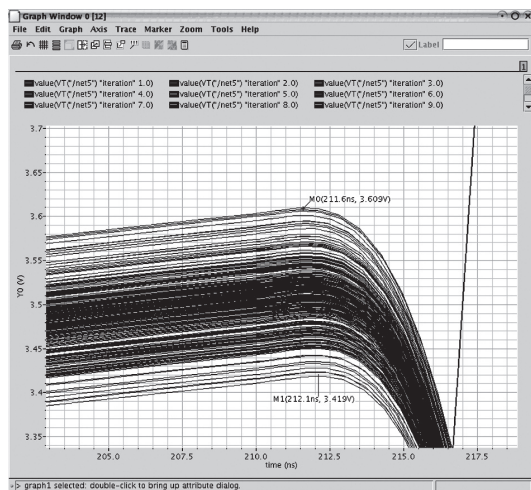


Рис. 5.24. Результат проведения TRAN-анализа в цикле Монте-Карло с учетом разброса SPICE-параметра V_{TH0} (программа ICFlow, увеличенный фрагмент)

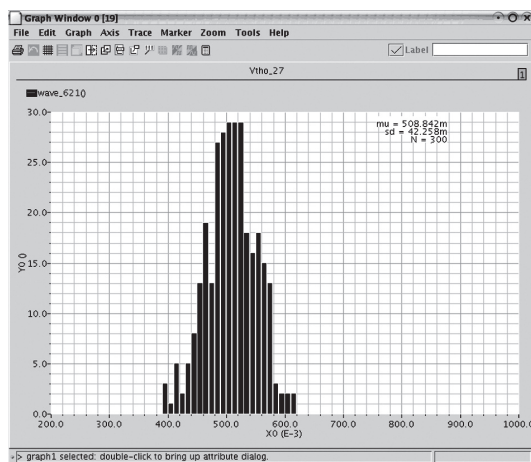


Рис. 5.25. Гистограмма распределения параметра V_{TH0} в режиме Монте-Карло (программа ICFlow)

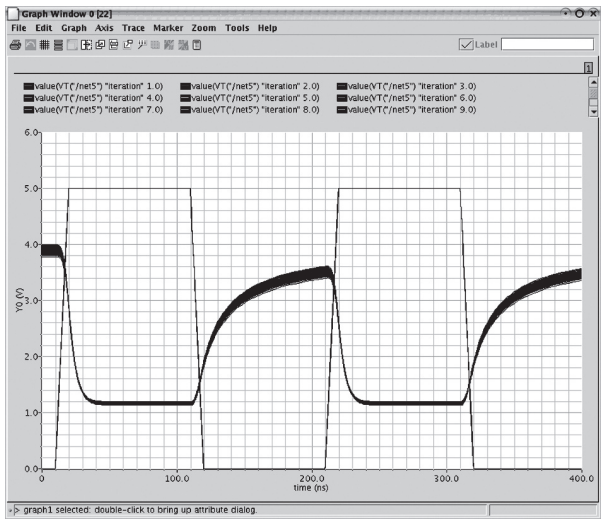


Рис. 5.26. Результат проведения TRAN-анализа в цикле Монте-Карло с учетом разброса двух SPICE-параметров X_j и V_{TH0} (программа ICFlow)

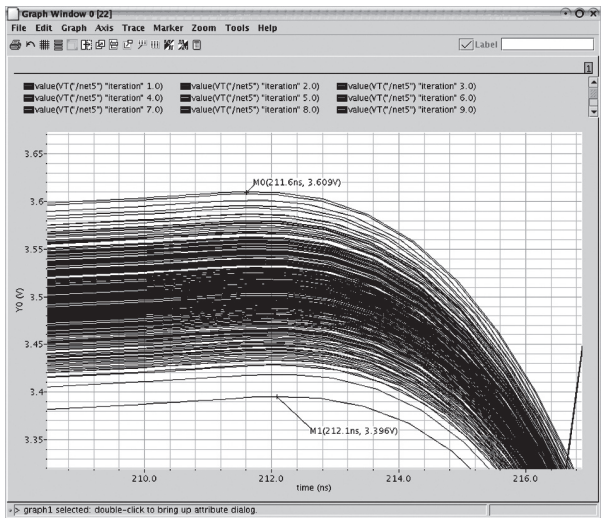


Рис. 5.27. Результат проведения TRAN-анализа в цикле Монте-Карло с учетом разброса двух SPICE-параметров X_j и V_{TH0} (программа ICFlow, увеличенный фрагмент)

Результаты, характеризующие влияние разброса исследуемых SPICE-параметров на выходное напряжение инвертора, приведены в табл. 5.4.

Таблица 5.4. Максимальное и минимальное отклонения ΔV_{out} выходного напряжения исследуемой схемы инвертора относительно значения V_{out} , рассчитанного при номинальных величинах параметрах приборов, входящих в схему, для различных вариантов учета разброса SPICE-параметров n-МОП-транзисторов

| SPICE-параметры, учитываемые при статистическом цикле Монте-Карло в анализе переходных процессов | Min ΔV_{out} | | Max ΔV_{out} | |
|--|----------------------|--------|----------------------|--------|
| | B | % | B | % |
| X_j и V_{TH0} | 3,396 | –3,35 | 3,609 | +2,762 |
| X_j | 3,511 | –0,027 | 3,513 | +0,028 |
| V_{TH0} | 3,419 | –2,648 | 3,609 | +2,762 |

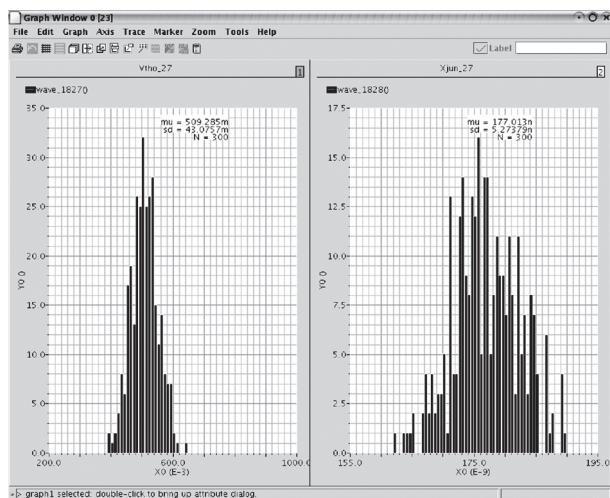


Рис. 5.28. Гистограмма распределения параметров $V_{TNO}(a)$ и $X_J(b)$ в режиме Монте-Карло (программа ICFlow)

Выводы по главе 5

1. Разработана и программно реализована методология проведения сквозного статистического анализа в цепочке «технология—прибор—схема—система», основные особенности методологии заключаются в следующем:
 - многовариантные в цикле Монте-Карло статистические расчеты осуществляются с использованием аппроксимационных полиномов, полученных на основе метода поверхности откликов, а не посредством многочисленных «прогонов» стандартных средств проектирования (например, программного комплекса моделирования технологии SSuprem4), что позволяет на порядки сокращать вычислительные ресурсы без потери точности расчетов;
 - внутренние параметры программных средств проектирования, используемые в сквозном статистическом анализе (например, SPICE-параметры в программных комплексах схемотехнического проектирования), экстрагируются на основе разработанной оптимизационной методики;
 - сквозное статистическое проектирование осуществляется в среде сверхинтегрированной системы, позволяющей использовать современные программные средства проектирования в микроэлектронике компаний-разработчиков Silvaco, Cadence, MentorGraphics, Synopsys;
 - сквозное, со многими обратными связями статистическое проектирование осуществляется посредством разработанного интерфейса, основная функция которого заключается в обмене (экспорте/импорте базы данных) информацией между отдельными программными комплексами, входящими в состав разработанной сверхинтегрированной системы.
2. Работоспособность созданного комплекса методов и программных средств для проведения сквозного статистического анализа и оптимизации доказана на примере схемы инвертора, сформированном на базе двух n-МОП-транзисторов.

3. Показаны достоинства разработанной методологии по сравнению с другими иерархическими подходами к решению задачи сквозного статистического проектирования в микроэлектронике, заключающиеся, прежде всего, в «прозрачности» осуществления анализа на каждом этапе проектирования технологии/прибора/ схемы/системы, а также в обеспечении достаточной точности получаемых результатов при минимальных требованиях к необходимым компьютерным ресурсам.

ГЛАВА 6

ОСОБЕННОСТИ КОРПУСИРОВАНИЯ МОЩНЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ И ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ

6.1. Проблема отвода тепла. Тепловое сопротивление. Способы уменьшения теплового сопротивления

Силовые полупроводниковые приборы и силовые интегральные микросхемы (ИМС) рассеивают сравнительно большую мощность. Поэтому одной из важнейших задач разработчика силового прибора является поиск и реализация соответствующего технического решения, обеспечивающего эффективный отвод избыточной тепловой энергии от активной структуры полупроводникового кристалла. Все современные мощные силовые полупроводниковые устройства выпускаются в корпусах, обеспечивающих эффективный тепловой контакт между их металлической поверхностью и специально для этих целей предназначенным внешним радиатором. Во многих случаях эта металлическая поверхность силового устройства электрически связана с одним из выводов устройства (например, у мощного п-р-п-транзистора она связана с его коллектором, у ИМС стабилизатора напряжения — с отрицательным выводом источника питания).

С целью обеспечения надежной работы силовых полупроводниковых приборов и силовых ИМС в радиоэлектронной аппаратуре в нормативно-технической документации на эти изделия обычно установлены ограничения на предельно-допустимые температуры кристалла. Для кремниевых силовых приборов это плюс 150 °С.

Обычно такие теплоотводы (радиаторы) используются с приборами, которые специально приспособлены для работы с радиаторами. Качество теплоотвода обычно характеризуется величиной теплового сопротивления (R_{τ} , °С/Вт). Численное значение теплового сопротивления определяется по формуле:

$$R_{\tau \text{ кр-ср}} = \frac{T_{\text{кр}} - T_{\text{ср}}}{P}, \quad (6.1)$$

где $T_{\text{кр}}$ — температура кристалла; $T_{\text{ср}}$ — температура среды.

Полное тепловое сопротивление полупроводникового прибора или силовой ИМС определяется по следующей формуле:

$$R_{\tau \text{ кр-ср}} = R_{\tau \text{ кр-кор}} + R_{\tau \text{ кор-ср}}. \quad (6.2)$$

Для силового полупроводникового прибора с радиатором это выражение приобретает вид:

$$R_{T_{\text{кр-ср}}} = R_{T_{\text{кр-кор}}} + R_{T_{\text{кор-рад}}} + R_{T_{\text{рад-ср}}}, \quad (6.3)$$

где $R_{T_{\text{кр-ср}}}$ — тепловое сопротивление кристалл — внешняя среда; $R_{T_{\text{кр-кор}}}$ — тепловое сопротивление кристалл — корпус; $R_{T_{\text{кор-рад}}}$ — тепловое сопротивление корпус — радиатор; $R_{T_{\text{рад-ср}}}$ — тепловое сопротивление радиатор — внешняя среда; $R_{T_{\text{кор-ср}}}$ — тепловое сопротивление корпус — внешняя среда.

Тепловое сопротивление силового прибора зависит от ряда факторов, основными из которых являются

- размер кристалла;
- способ посадки кристалла в корпус;
- материал кристаллодержателя корпуса;
- способ монтажа корпуса на плате;
- скорость воздушного потока в радиоэлектронном устройстве.

Для каждого из элементов корпуса, участвующего в теплообмене, тепловое сопротивление может быть оценено исходя из следующего соотношения [113]:

$$R_T = \frac{1}{\lambda} \cdot \frac{l}{S}, \quad (6.4)$$

где λ — удельная теплопроводность материала; [Вт/(м · К)]; l и S — длина и площадь поперечного сечения материала, через который протекает тепловой поток.

Любой силовой прибор в конкретных условиях эксплуатации работает в системе «прибор — окружающая среда». Тепловой баланс в этой системе «прибор — окружающая среда» устанавливается через некоторое время после подачи питающего напряжения. Непосредственно в момент подачи напряжения температура р-п перехода обычно равна температуре окружающей среды. С течением времени температура перехода постепенно повышается до некоторого установившегося значения (рис. 6.1). При этом тепловая инерционность силового прибора обычно характеризуется параметром, который называют тепловой постоянной времени нагревания τ_T . Переходный процесс изменения температуры р-п перехода описывается экспонентой:

$$\Delta T(t) = \Delta T(\infty) \cdot (1 - e^{-t/\tau_T}), \quad (6.5)$$

где $\tau_T = \vartheta R_T$ — тепловая постоянная прибора; $\vartheta = C_0 \sigma V$ — теплоемкость слоя; C_0 — удельная теплоемкость [Дж/(кг · К)]; σ — плотность материала [кг/м³]; V — объем слоя [м³].

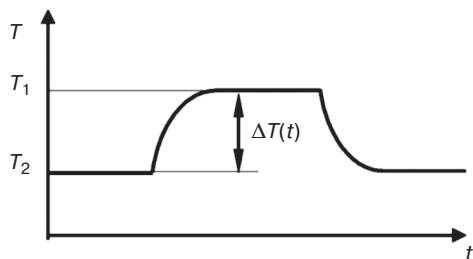


Рис. 6.1. Типовая зависимость температуры перегрева силового прибора от времени при подаче и отключении электрического режима

Для различных участков силового прибора время установления постоянной температуры различно и зависит от конкретных конструктивных особенностей структуры прибора и теплоемкости используемого материала. Так, например:

| | |
|-----------------------------------|--------------|
| τ_r p-n перехода (кристалла) | 15...20 мс; |
| τ_r прибора | 4...8 с; |
| τ_r прибора с теплоотводом | 100...200 с. |

Тепловые и электрические воздействия на силовые полупроводниковые приборы и силовые ИМС являются основными факторами, определяющими надежность создаваемых на их основе приборов. Для обеспечения высокой надежности таких приборов необходимо тщательно выбирать режимы, исключающие перегрузку отдельных областей структуры силовых приборов. Существенное значение в обеспечении надежности приборов также играют специальные меры их принудительного охлаждения и применение различных конструкций теплоотводов. Посредством применения теплоотводов с естественным и принудительным охлаждением можно при прочих равных условиях существенно снизить температуру кристалла и тем самым повысить надежность его работы.

Основными способами уменьшения величины теплового сопротивления силовых полупроводниковых приборов являются:

- применение радиатора;
- применение принудительного охлаждения (воздушного — радиаторами, жидкостного);
- применение методов дополнительного теплоотвода непосредственно через кристаллодержатель или через выводы силового прибора.

6.2. Основные типы корпусов для полупроводниковых приборов и микросхем силовой электроники

С точки зрения методов и конструктивных решений проблемы отвода тепла все корпуса для полупроводниковых приборов и ИМС силовой электроники можно разделить на три группы (рис. 6.2):

- 1) корпуса, не предусматривающие посадку прибора на теплоотвод (радиатор). Эти решения обычно применяются для маломощных приборов, не требующих специальных мер охлаждения. Это пластмассовые корпуса типа DIP, SO (SOIC), TO-92 (КТ-26), металло-керамические корпуса с планарным расположением выводов и др.;
- 2) корпуса, предусматривающие посадку приборов на теплоотвод (радиатор). Применяются для мощных силовых приборов, для которых необходимы специальные меры охлаждения. Обычно это пластмассовые корпуса типа TO-218, TO-220, TO-3, TO-258, SIL-9 и др.;
- 3) корпуса, использующие в качестве радиатора дорожку металлизации печатной платы. К этой группе относятся SO (с «открытым» кристаллодержателем), SOT-223, SOT-23 и др.

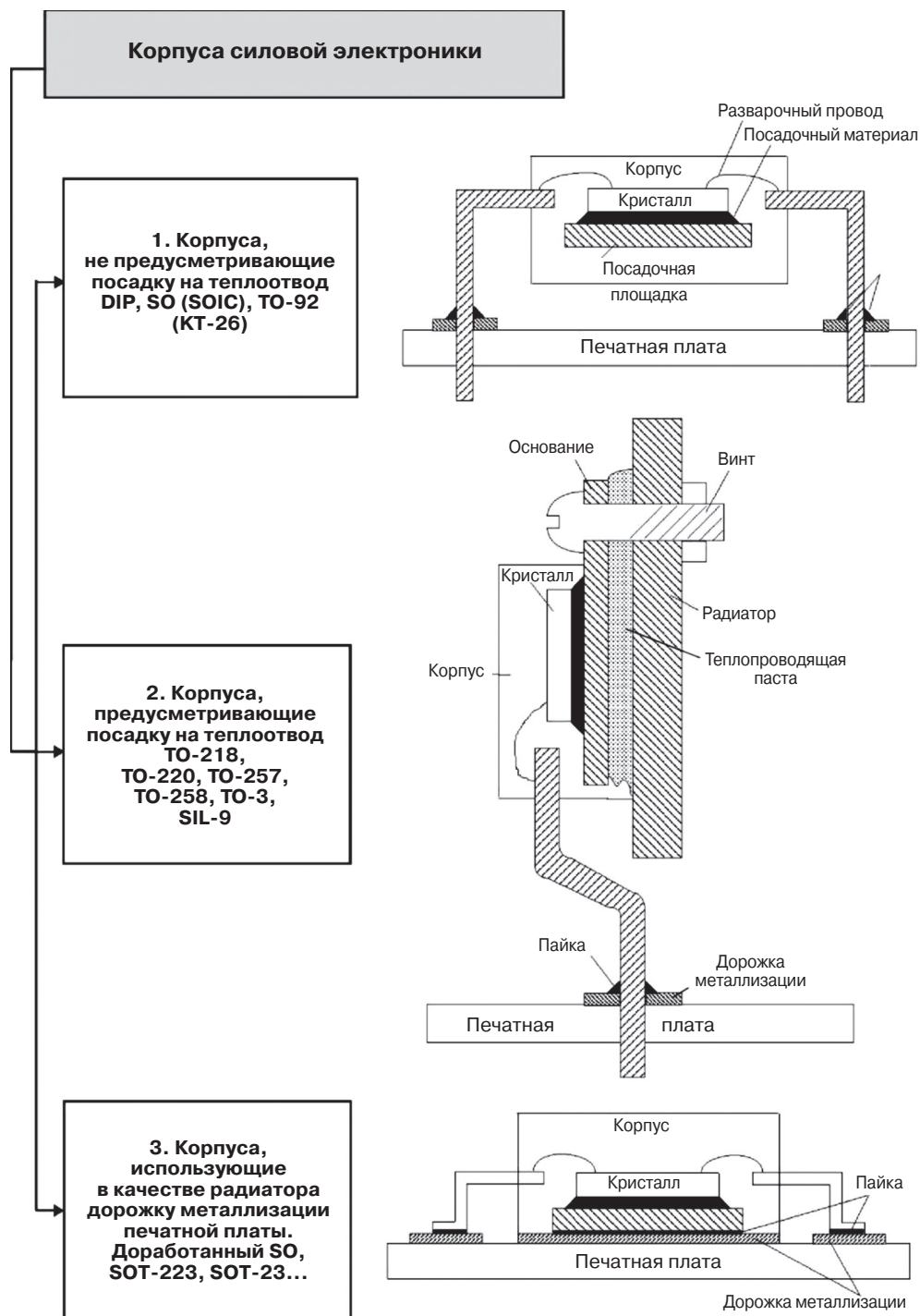


Рис. 6.2. Основные типы корпусов для полупроводниковых приборов и ИМС силовой электроники

Наблюдается постоянная тенденция миниатюризации корпусов, в том числе и для ИМС силовой электроники. Для миниатюрных корпусов силовой электроники последующего поколения характерно использование в качестве теплоотвода дорожек металлизации печатной платы.

В табл. 6.1 приведены обозначения наиболее часто используемых корпусов и значения тепловых сопротивлений кристалл – корпус $R_{Т\text{кр-кор}}$ и кристалл – среда $R_{Т\text{кр-ср}}$ для основных типов корпусов, используемых для полупроводниковых приборов и ИМС силовой электроники.

Таблица 6.1. Перечень обозначений основных типов корпусов для полупроводниковых приборов и ИМС силовой электроники [114]

| Тип корпуса | Число выводов | $R_{Т\text{кр-кор}}$, °С/Вт | $R_{Т\text{кр-ср}}$, °С/Вт |
|-------------------------------|---------------|------------------------------|-----------------------------|
| DIP | 8 | 50 | 150 |
| | 16 | 39 | 117 |
| SO | 8 | 56 | 157 |
| | 14 | 52 | 143 |
| | 16 | 29 | 130 |
| SOT-23 | 3 | 140 | 370 |
| SOT-223 | 4 | 17 | 164 |
| TO-92 | 3 | 125 | 208 |
| TO-220 (без теплоотвода) | 3, 5, 7 | 3–5 | 50–65 |
| SIL-9 (без теплоотвода) | 9 | 3–5 | 40 |
| TO-218 (без теплоотвода) | 3 | 1–3 | 35–50 |
| TO-3 (без теплоотвода) | 3 | 0,5–2,5 | 35 |
| TO-257, 258 (без теплоотвода) | 3 | 0,5 | 175 |

На рис. 6.3 показаны основные пути отвода тепла в ИМС или полупроводниковом приборе. Наиболее эффективный путь отвода тепла: «кристалл – посадочная площадка – радиатор – окружающая среда». Второй путь – «посадочная площадка – корпус – выводы – печатная плата – окружающая среда». Тепловая энергия также отводится по пути «корпус – воздушная прослойка вокруг корпуса – окружающая среда».

На рис. 6.4 приведена зависимость допустимой мощности рассеивания полупроводниковых приборов и ИМС силовой электроники от температуры окружающей среды для разных условий теплоотвода (корпус TO-220). Допустимую мощность можно найти из формулы 2.1, зная предельно допустимую температуру кристалла (150 °С) и тепловое сопротивление кристалл – среда для конкретных условий. Следует отметить, что любой прибор или ИМС характеризуется двумя крайними значениями тепловых сопротивлений: кристалл – корпус $R_{Т\text{кр-кор}}$ и кристалл – среда $R_{Т\text{кр-ср}}$.

Нижняя линия графика построена исходя из того, что прибор не посажен на радиатор и теплоотвод определяется только тепловым сопротивлением «кристалл – среда» без радиатора $R_{Т\text{кр-ср}} = 65$ °С/Вт. Две средних линии построены для случая использования дополнительного теплоотвода – радиатора ($R_{Т\text{кр-ср}} = 20$ и 10 °С/Вт).

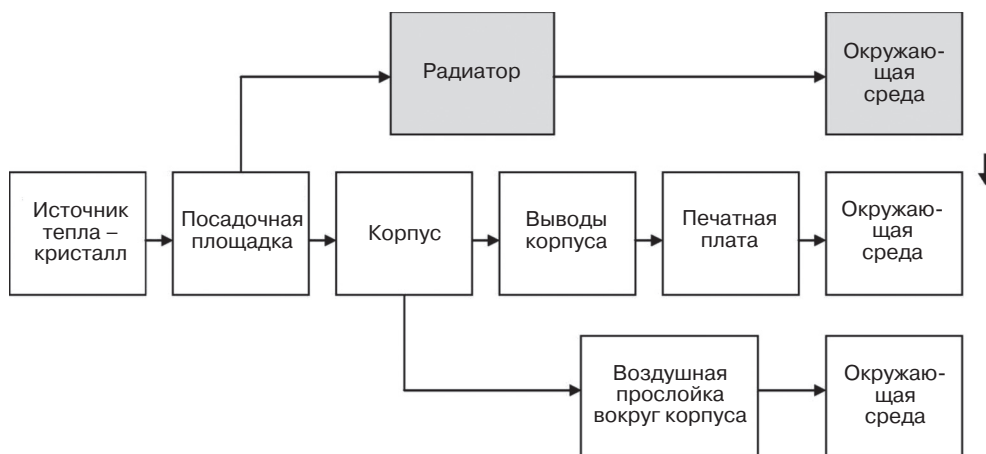


Рис. 6.3. Пути отвода тепла в ИМС или полупроводниковом приборе

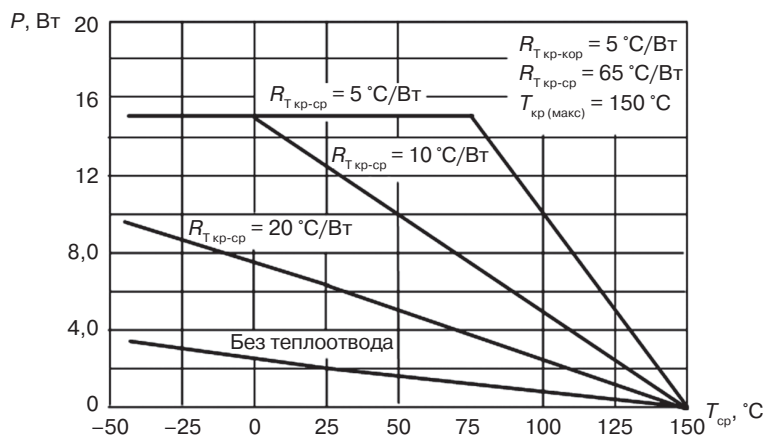


Рис. 6.4. Зависимость допустимой мощности рассеивания полупроводниковых приборов и ИМС силовой электроники от температуры среды для разных условий теплоотвода (корпус ТО-220)

Верхняя линия может быть достигнута при идеальном отводе тепла от корпуса, например, с использованием термостатирования корпуса ИМС или прибора. В этом случае значение теплового сопротивления «кристалл — среда» приблизится к значению теплового сопротивления «кристалл — корпус».

Любой корпус также характеризуется максимально допустимой мощностью. Для корпуса ТО-220 эта мощность составляет 15 Вт. Характеристики, показанные на рис. 6.4, могут быть построены для ИМС или полупроводникового прибора в любом другом корпусе. Для этого надо знать значения предельно допустимой температуры кристалла, предельно допустимой мощности для корпуса и значения тепловых сопротивлений кристалл — среда $R_{Т\ кр-ср}$, кристалл — корпус $R_{Т\ кр-кр}$.

На рис. 6.5–6.7 приведены справочные зависимости, которые могут быть полезны разработчикам аппаратуры [113, 114].

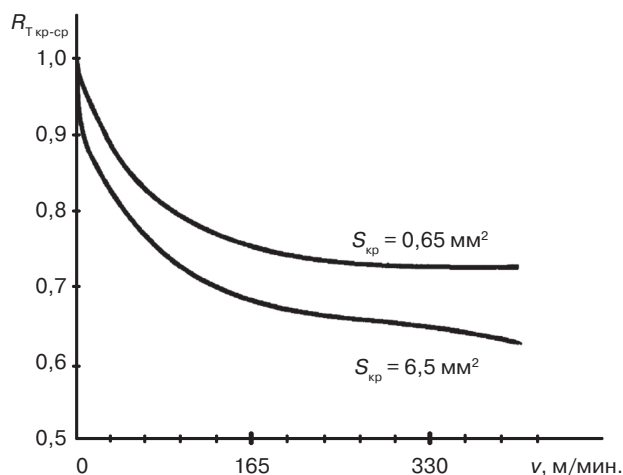


Рис. 6.5. Зависимость нормированного теплового сопротивления от скорости воздушного потока для корпуса DIP 16

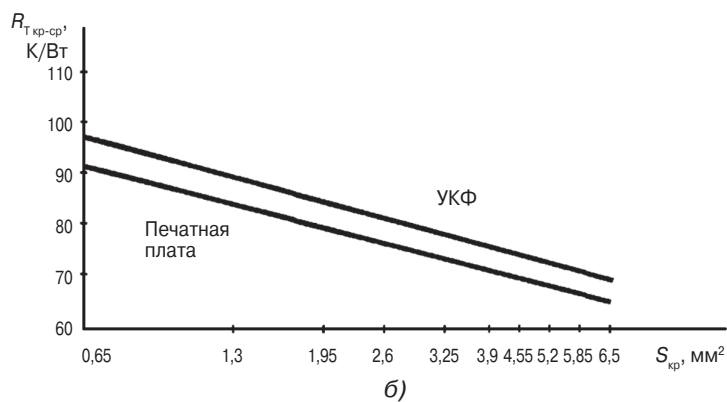
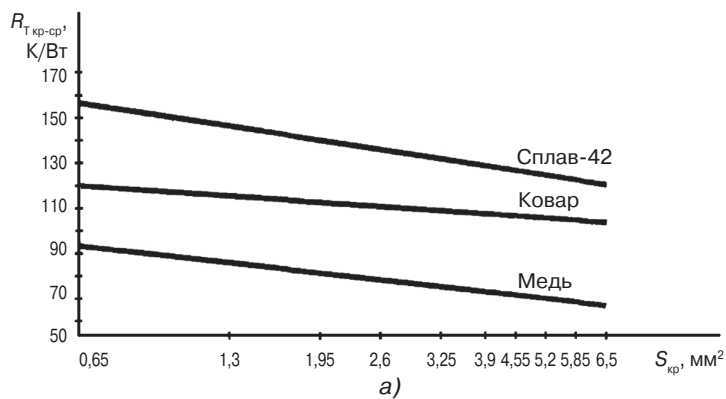


Рис. 6.6. Зависимость теплового сопротивления от площади кристалла для корпуса DIP 16: от материала кристаллодержателя (а); для двух способов монтажа (пайка на печатную плату или устройство контактирования УКФ) (б)

Так, графики на рис. 6.5 характеризуют зависимость нормированного теплового сопротивления от величины скорости воздушного потока в случае использования принудительной вентиляции для корпуса DIP 16.

На рис. 6.6 для этого же типа корпуса представлены типовые зависимости величины теплового сопротивления от площади кристалла в случае использования различных материалов кристаллодержателя (а), а также от способа монтажа (б). Как видно из этих зависимостей, наименьшее значение R_T обеспечивает медный кристаллодержатель и способ монтажа – пайка на печатную плату.

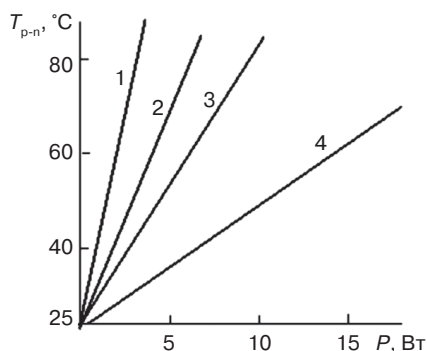


Рис. 6.7. Типовая зависимость температуры кристалла (p-n перехода) от рассеиваемой мощности при различных условиях охлаждения: 1 – прибор без теплоотвода; 2 – теплоотвод-пластина 60×60 мм; 3 – теплоотвод штырьковый $60 \times 60 \times 34$ мм; 4 – теплоотвод штырьковый $60 \times 60 \times 34$ мм плюс принудительное воздушное охлаждение со скоростью обдува 2 м/с [113]

На рис. 6.7 представлены типовые зависимости температуры кристалла (p-n перехода) от величины рассеиваемой мощности для различных условий отвода тепла. Кривая 1 характеризует прибор без теплоотвода, кривая 2 построена для случая использования в качестве теплоотвода пластины 60×60 мм, кривая 3 – для использования штырькового теплоотвода $60 \times 60 \times 34$ мм, а кривая 4 с минимальным значением $T_{кр}$ построена для случая использования как штырькового теплоотвода $60 \times 60 \times 34$ мм, так и принудительного воздушного охлаждения со скоростью обдува 2 м/с.

6.3. Измерение тепловых сопротивлений силовых полупроводниковых приборов

Как было отмечено выше, на практике необходимо знать численные значения как минимум двух типов тепловых сопротивлений ($R_{T_{кр-сп}}$, $R_{T_{кр-кор}}$), которые вычисляются с использованием следующих выражений:

$$R_{T_{кр-сп}} = \frac{T_{кр} - T_{сп}}{P}; \quad R_{T_{кр-кор}} = \frac{T_{кр} - T_{кор}}{P}. \quad (6.6)$$

Для определения численного значения величины теплового сопротивления необходимо знать температуру кристалла, корпуса и окружающей среды, а также мощность, которую рассеивает силовая микросхема или полупроводниковый прибор и которая определяется из простейшего соотношения:

$$P = U \times I, \quad (6.7)$$

где U — напряжение питания; I — ток потребления.

Обычно температура среды $T_{\text{ср}}$ определяется термометром. Сложнее определить температуру корпуса $T_{\text{кор}}$ или кристалла $T_{\text{кр}}$.

Температуру корпуса определяют с помощью термопары, для чего непосредственно под кристаллом в теле корпуса просверливают неглубокое отверстие и вставляют туда термопару на теплопроводящей пасте.

Температуру кристалла определяют с использованием внутренних датчиков. Такими датчиками являются р-п переходы (диоды), которые являются элементной базой любого полупроводникового прибора. Напряжение на диоде, включенного в прямом направлении, зависит от температуры (рис. 6.8).

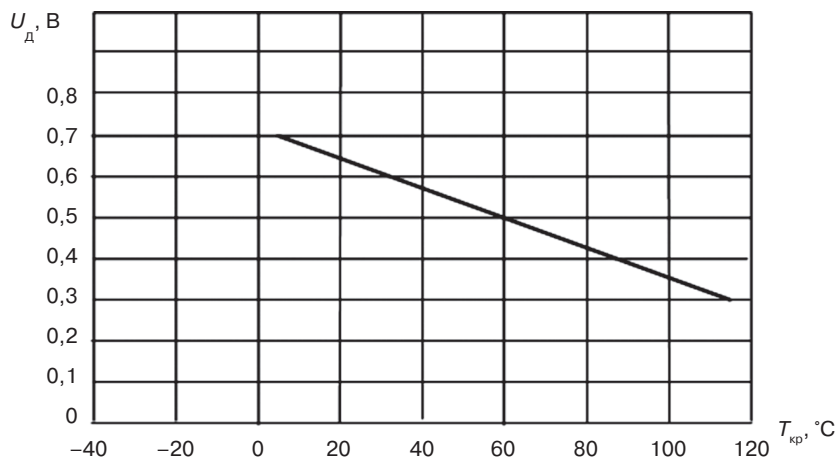


Рис. 6.8. Зависимость $U_{\text{д}}$ от температуры

Оно падает на 1,5–2,2 мВ при повышении температуры на 1 °С. Однако для каждого диода температурная зависимость своя, поэтому перед определением температуры на кристалле при помощи диода последний надо откалибровать, т.е. снять зависимость $U_{\text{д}}$ от T °С при заданном токе $I_{\text{д}}$. Значение тока $I_{\text{д}}$ выбирается таким, чтобы не нагревать сильно кристалл, т.е. гораздо меньшим, чем собственный ток потребления микросхемы (≤ 1 мА).

Причем для разных приборов одной и той же микросхемы эта зависимость может различаться. Для более точного определения температуры кристалла необходимо калибровать каждый прибор.

После калибровки на ИМС подают электрический режим, выдерживают в нем время, достаточное для установления теплового равновесия (обычно до 20 мин.), и определяют температуру кристалла в соответствии с калибровкой диода, температуру корпуса определяют термопарой. Вычисляют тепловые сопротивления $R_{\text{Т кр-ср}}$, $R_{\text{Т кр-кор}}$ по приведенным выше формулам (6.6).

Более точный результат можно получить, если при измерении температуры не переключать микросхему из рабочего режима в режим определения напряже-

ния на диоде — датчике, а измерения проводить параллельно. Однако температура кристалла не одинаковая: по всей его поверхности — на кристалле имеются элементы, нагретые больше других, при этом разница температур может достигать несколько десятков градусов.

Более точные результаты позволяет получать тепловизионный метод. Принцип действия тепловизора аналогичен прибору ночного видения — он фиксирует инфракрасное излучение и дополнительно к прибору ночного видения градуирует излучение по температуре, т.е. является прибором, измеряющим температуру.

Ниже представлены экспериментальные результаты исследований тепловых сопротивлений мощных МОП транзисторов, посаженных на радиатор. Транзисторы были собраны в металлостеклянном корпусе ТО-254. Поскольку распределение тепловых полей исследовались при большой мощности рассеивания в несколько десятков ватт, транзисторы были посажены с использованием теплопроводящей бериллиевой пасты на радиаторы, прикрученные винтом. Для выравнивания излучательной способности различных элементов сборки (кристалл, корпус, выводы) проведено чернение приборов при помощи сажи. Контроль тепловых полей проводился после достижения квазиравновесного состояния (в течение 1–2 мин. существенного изменения распределения тепловых полей не происходит). Измерения проводились с использованием тепловизионной системы Agema 880. Камера системы позволяет видеть распределение температуры по всему прибору, поэтому предоставляется возможность определения температуры каждого отдельного элемента конструкции.

На рис. 6.9 (см. цв. вклейку) представлена полученная термограмма распределения температуры, а в табл. 6.1 — результаты статистической обработки этой термограммы.

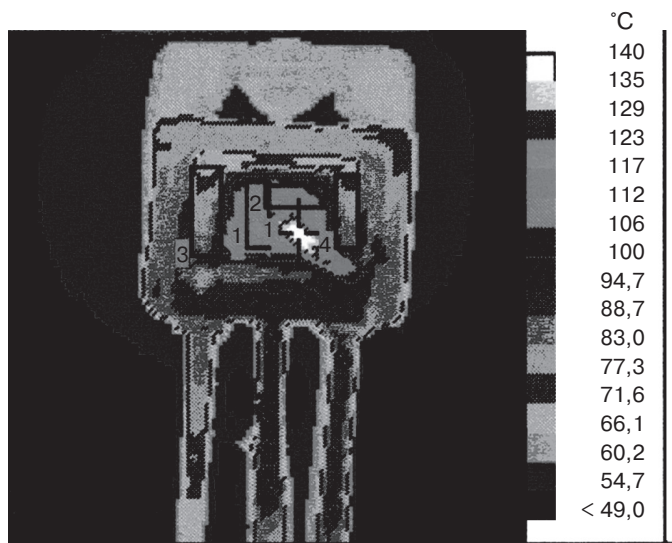


Рис. 6.9. Термограмма распределения температур на МОП-транзисторе, включенном с радиатором

Таблица 6.1. Результаты статистической обработки термограммы

| Параметр | Режим включения $V_g = 10 \text{ В}; V_d = 3,82 \text{ В};$ $I_d = 19 \text{ А}; P = 72,58 \text{ Вт}$ | |
|--|--|---------|
| Температуры, °С | Максимальная | Средняя |
| Температура кристалла, T1(AR1) | 122 | 115 |
| Температура кристаллодержателя, T2(AR3 + AR4) | 96,1 | 82 |
| Температура основания корпуса, измеренная у винта крепления, T3 | 70,5 | 68 |
| Максимальная температура проволоки истоковых петель разварки, T4 (SP1) | 139 | – |
| Максимальная температура вывода сток непосредственно у корпуса, T5 | 97,1 | – |
| Максимальная температура вывода исток непосредственно у корпуса, T5 | 96,1 | – |
| Температура радиатора вблизи корпуса, T7 | 59,1 | 57,5 |

Следует обратить внимание, что максимальную зарегистрированную температуру имеют проволоки истоковых петель разварки (примерно на 20 °С выше, чем максимальная температура кристалла). Это может говорить о необходимости увеличения диаметра используемой при разварке проволоки.

Однако для расчета тепловых сопротивлений в общем случае используются только некоторые из приведенных параметров.

На основе приведенных выше результатов измерений произведем расчет тепловых сопротивлений, используя следующие выражения:

$$R_{T_{\text{кр-кор}}} = \frac{T1_{\text{МАКС}} - T2_{\text{СРЕД}}}{P}; \quad (6.8)$$

$$R_{T_{\text{кр-рад}}} = \frac{T1_{\text{МАКС}} - T7_{\text{СРЕД}}}{P}; \quad (6.9)$$

$$R_{T_{\text{кр-сп}}} = \frac{T1_{\text{МАКС}} - T_{\text{СП}}}{P}. \quad (6.10)$$

В результате расчетов тепловых сопротивлений для МОП транзистора с радиатором были получены следующие значения:

$R_{T_{\text{кр-кор}}} = 0,55 \text{ °С/Вт}; R_{T_{\text{кр-рад}}} = 0,89 \text{ °С/Вт}; R_{T_{\text{кр-сп}}} = 1,40 \text{ °С/Вт}$, которые могут быть использованы в практической деятельности инженерами-конструкторами силовых устройств.

Аналогичные экспериментальные исследования были проведены для случая использования мощных МОП транзисторов без радиатора в металлическом корпусе ТО-3, поскольку конструктор силового устройства не всегда имеет возможность предусмотреть место для радиатора. На рис. 6.10 представлена термограмма распределения температур для такого МОП транзистора без радиатора, а в табл. 6.3 представлены основные результаты статистической обработки параметров этой термограммы.

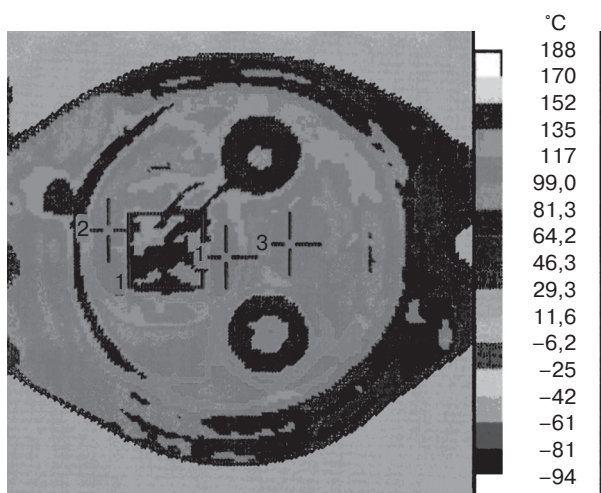


Рис. 6.10. Термограмма распределения температур на МОП-транзисторе, включенном без радиатора

Таблица 6.3. Результаты статистической обработки термограммы

| Параметр | Режим включения $V_d = 3,0 \text{ В}; I_d = 2,5 \text{ А}; P = 7,5 \text{ Вт}$ | |
|--|---|---------|
| | Максимальная | Средняя |
| Температуры, °C | | |
| Температура кристалла, T1(AR1) | 149 | 135 |
| Температура кристаллодержателя, корпуса T2 (SP1, SP2, SP3) | 105 | 105 |

В результате аналогичных расчетов из выражений (6.8, 6.10) были получены следующие численные значения тепловых сопротивлений: $R_{T_{\text{кр-кор}}} = 5,87 \text{ °C/Вт}$; $R_{T_{\text{кр-ср}}} = 17,2 \text{ °C/Вт}$.

Для инженеров-технологов и конструкторов изделий силовой электроники, более глубоко специализирующихся в вопросах технологии корпусирования мощных силовых приборов, полезно ознакомиться с циклом работ [115–140], в которых изложены результаты теоретических и экспериментальных исследований мощностных характеристик различных типов корпусов, методы и способы монтажа кристаллов на основание, особенности сборки силовых приборов с бессвинцовой припойной композицией (исключительно важная с точки зрения экологической безопасности проблема), особенности организации процессов автоматизации в сборочном производстве, методы повышения устойчивости мощных транзисторов к термоударам при поверхностном монтаже, методы анализа тепловых процессов в силовых приборах при помощи динамических импеданс-спектрометров.

Литература

1. Современная электроника. — 2005. — № 6. — С. 1.
2. Кондрашов А.П. Справочник необходимых знаний. — М.: РИПОЛ КЛАССИК, 2001.
3. Ковалев В.Д., Евсеев Ю.А., Сурма А.М. Элементная база силовой полупроводниковой электроники в России. Состояние и перспективы развития // «ЭЛЕКТРОТЕХНИКА». — № 8. — 2005. — С. 3–23.
4. У. Тилл, Дж. Лаксон. Интегральные схемы: Материалы, приборы, изготовление. Пер. с англ. — М.: Мир, 1985.
5. Диод Шоттки, пат. РБ № 8380.
6. Способ изготовления диода Шоттки, пат. РБ №8 449.
7. Способ изготовления диода Шоттки, пат. РБ № 9449.
8. Диод Шоттки, пат. РБ № 10252.
9. Способ изготовления диода Шоттки, пат. РБ № 11278.
10. Способ изготовления диода Шоттки, пат. РБ № 13060.
11. Способ изготовления диода Шоттки, пат. РБ № 13177.
12. Способ изготовления диода Шоттки, пат. РБ № 14452.
13. Диод Шоттки, пат. РБ № 15214.
14. Диод Шоттки, пат. РБ № 14848.
15. В. Мелешин. Транзисторная преобразовательная техника. — М.: Техносфера. — Сер. «Мир Электроники», 2005.
16. П. Хоровиц, У. Хилл Искусство схемотехники. М.: Мир, 1998.
17. С. Рама Редди. «Основы силовой электроники». — М.: Техносфера. — Сер. «Мир Электроники», 2006.
18. Д. Крэккрафт, С. Джерджли. Аналоговая электроника. Схемы, системы, обработка сигнала. — М.: Техносфера, 2005.
19. Белоус А., Ефименко С., Сякерский В., Шведов С. Микросхемы для источников питания // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. — 2007. — № 3. — С. 48–55.
20. ГОСТ 26949-86. Микросхемы интегральные, методы измерения электрических параметров интегральных стабилизаторов напряжения.
21. Ефименко С., Кособуцкая Н., Сякерский В., Шведов С. Микросхемы стабилизаторов напряжения для автомобильной электроники // Компоненты и технологии. — 2006 — № 6. — С. 110–111.
22. Колисниченко О.В., Шишигин И.В., Обрученков В.А. Интегральные микросхемы зарубежной бытовой видеоаппаратуры. — Спб.: Лань Виктория, 1995.
23. Белоус А., Емельянов В., Ефименко С., Сякерский В., Шведов С., Бобровницкий М. «Микросхемы для силовой электроники производства НПО «Интеграл» // Chip News. Инженерная микроэлектроника. Силовая электроника. — № 7. — 2007. — С. 23–27.
24. Джонс Х. Электроника — практический курс. — М.: Постмаркет, 1999.
25. Белоус А., Ефименко С., Сякерский В., Шведов С., Бобровницкий М. НПО «Интеграл». Микросхемы управления импульсными источниками питания // «ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес». — № 4. — 2008. — С. 56–61.
26. Ефименко С.А., Турцевич А.С., Белоус А.И. Микросхемы импульсных понижающих стабилизаторов производства ОАО «ИНТЕГРАЛ» // «ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес». — № 4. — 2012. — С. 74–82.
27. М. Пушкарев. Микросхемы импульсных понижающих стабилизаторов. Эволюция схемотехники // Компоненты и технологии. — № 2. — 2008. — С. 83–90.
28. www.monolithicpower.com.

29. М.М. Кацман. Электрические машины. — М.: Высшая школа, 2002.
30. Олег Пушкарев. «Первый шаг» шагового двигателя // Современная электроника. — 2004. — № 10. — С. 46–47.
31. <http://www.longking.hoztrade.ru>
32. А.К. Кустарев. Цветовые измерения // Большая Советская Энциклопедия (БСЭ). — 3-е изд. — 1969–1978 гг. Т. 28. — С. 461–464.
33. Игорь Безверхий. Микросхемы драйверов для электронных балластов люминисцентных ламп (применение, проблемы и решения) // Современная электроника. — 2005. — № 6. — С. 16–19.
34. Юрий Широков. Оптика для твердотельных источников света // Современная электроника. — 2005. — № 6. — С. 6–8
35. Юрий Широков. Драйверы флуоресцентных ламп с холодным катодом // Современная электроника. — 2005. — № 2. — С. 22–24.
36. www.krugosvet.ru/images.
37. Юрий Широков. Источники света: вчера, сегодня, завтра // Современная электроника. — 2005. — № 4. — С. 6–10.
38. Юрий Давиденко. Высокоэффективные современные светодиоды // Современная электроника. — 2004. — № 10. — С. 36–43.
39. commons.wikimedia.org/wiki/file.
40. www.osram-os.com.
41. www.diodmag.ru.
42. www.led-e.ru.
43. Белоус А.И., Калошкин Э.П., Ефименко С.А., Сякерский В.С. Микросхемы для автомобильной электроники — новое направление в разработках НПО «ИНТЕГРАЛ» // Электроника и электрооборудование транспорта. — 2008. — № 2. — С. 30–35.
44. Автомобильный стандарт LIN и контроллеры для его реализации. — Спб. — Microchip/ www.gamma.spb.ru.
45. Данов Б.А. Электронные системы управления иностранных автомобилей. — М.: Горячая линия. — Телеком, 2002.
46. Емельянов В.А., Ефименко С.А., Медведев В.И., Пономарь В.Н., Шелег Ю.П. Новые разработки НПО «Интеграл» для автомобильной электроники // Тезисы доклада международного симпозиума «Автотракторное электрооборудование. Новые конструкции и технологии производства». — Суздаль, март 2003. — С. 32–36.
47. Ефименко С., Кособуцкая Н., Сякерский В., Шведов С. Микросхемы стабилизаторов напряжения для автомобильной электроники // Компоненты и технологии. — 2006. — № 6. — С. 110–111.
48. Ефименко С., Медведев В., Сякерский В., Чувелев В., Шведов С., Шелег Ю. Микросхемы НПО «Интеграл» для автомобильной электроники // Компоненты и технологии. — 2006 — № 8. — С. 138–140.
49. Ефименко С.А., Медведев В.И., Сякерский В.С., Чувелев В.С., Шведов С.В., Шелег Ю.П., Кособуцкая Н.В. Микросхемы НПО «Интеграл» для автомобильной электроники // Тезисы доклада международного симпозиума «Электроника и электрооборудование транспорта» по теме: «Электронные системы управления транспортными средствами». — Суздаль, июнь 2007. — С. 18–20.
50. Ефименко С.А., Медведев В.И., Сякерский В.С., Чувелев В.С., Шведов С.В., Шелег Ю.П., Кособуцкая Н.В. Микросхемы стабилизаторов напряжения для автомобильной электроники производства НПО «Интеграл» // Тезисы доклада международного симпозиума «Электроника и электрооборудование транспорта» по теме: «Электронные системы управления транспортными средствами». — Суздаль, июнь 2007. — С. 21–22.

51. Какоулин М., Шумилин С. Развитие отечественной линейки микроконтроллеров 1886ВЕ для аппаратуры специального назначения и автомобильной техники // Электронные компоненты. — 2007 — № 3. — С. 77–80.
52. Сига Х., Мидзутани С. Введение в автомобильную электронику: Пер. с японского. — М.: Мир, 1989.
53. Ходасевич А.Г., Ходасевич Т.И. Справочник по устройству и ремонту электронных приборов автомобилей. Выпуск 1. Электронные системы зажигания. Коммутаторы. — М.: АНТЕЛЕКОМ, 2001.
54. Лансберг Г.С. Элементарный учебник физики. Том 1. Механика. Теплота. Молекулярная физика. — М.: Наука, 1985. — С. 585.
55. Ходасевич А.Г., Ходасевич Т.И. Катушки зажигания, датчики, октан-корректоры, контроллеры. Справочник по устройству и ремонту электронных приборов автомобилей. Ч. 2. Электронные системы зажигания. — М.: АНТЕЛЕКОМ, 2003.
56. Chip News, № 1, 2007. Тема номера — «Автомобильная электроника».
57. А.В. Акимов, А.В. Акимов, Л.П. Лейкин. Генераторы зарубежных автомобилей. — М.: За рулем, 2003.
58. Дмитрий Козенков. Драйверы MOSFET и IGBT // Современная электроника. — 2006. — № 6. — С. 10–15.
59. Георгий Волович. Драйверы силовых ключей // Современная электроника. — 2007. — № 8. — С. 32–40.
60. Технология СБИС / Под ред. С. Зи. М.: Мир, 1986. Кн. 1, 2.
61. Ки Денг. Сравнение емкостных и индуктивных преобразователей постоянного тока // Электронные компоненты. — 2008. — № 8. — С. 71–74.
62. Структурно-морфологические особенности границы раздела Si/PtSi в диодах Шоттки для силовой электроники / А.С. Турцевич, Я.А. Соловьев, Д.Л. Ануфриев и др. // Вакуумная техника и технология. — 2006. — Т. 16. — № 4. — С. 271–275.
63. Особенности формирования границы раздела Si/PtSi в диодах Шоттки для силовой электроники / А.С. Турцевич, Я.А. Соловьев, Д.Л. Ануфриев и др. // Доклады БГУИР. — 2006. — № 4. — С. 53–58.
64. Турцевич А.С. Получение полуизолирующего кремния для высоковольтных приборов // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2008. — № 1. — С. 35–41.
65. Турцевич А.С., Соловьев Я.А. Формирование тонкопленочных резисторов на основе сплава РС3710 для современных интегральных схем // Современные средства связи. Материалы 11-й Международной научно-технической конференции. 25–29.09.2006 г. — Минск: «Бестпринт», 2006. — С. 55.
66. Коробко Ю.О., Достанко А.П., Турцевич А.С. Особенности применения проекционной фотолитографии при производстве силовых биполярных интегральных микросхем // Доклады БГУИР. — 2004. — № 4. — С. 79–83.
67. Ануфриев Л.П., Турцевич А.С., Дудкин А.И., Соловьев Я.А. Металлизация алюминий-кремний в прецизионных интегральных источниках опорного напряжения // Известия Белорус. инженерной академии. — 2004. — № 2 (18). — С. 127–130.
68. Н.Г. Циркунова, Я.А. Соловьев, А.С. Турцевич, В.Е. Борисенко. Исследование структуры силицида платины с помощью СЗМ // Известия Белорусской инженерной Академии. 2005. — № 1(19). — С. 169–170.
69. Турцевич А.С., Ануфриев Л.П., Родин Г.Ф. Амиров И.И. Глубокое ионное травление канавок в кремнии для изделий силовой микроэлектроники // Проблемы проектирования и производства радиоэлектронных средств: Материалы 4-й Междунар. конф., Новополоцк, 25–26 июня 2006 г. — Новополоцк, 2006. — Т. 1. — С. 61–63.

70. Турцевич А.С., Амиров И.И., Глухманчук В.В., Соловьев Я.А., Родин Г.Ф., Морозов О.В. Технология формирования канавок и планаризации рельефа поверхности для изделий силовой микроэлектроники // Проблемы проектирования и производства радиоэлектронных средств: Материалы 5-й Междунар. научно-технической конф., Новополоцк, 29–30 мая 2008 г. – Новополоцк, 2008. – Т. 2. – С. 109–111.
71. Низкотемпературное формирование силицидов платины для силовых диодов Шоттки / Ф.Ф. Комаров, О.В. Мильчанин, И.В. Конопляник, Е.П. Шабека, Я.А. Соловьев, А.С. Турцевич // Материалы и структуры современной электроники: сб. науч. тр. 3-ей Междунар. науч. конф., Минск, 25–26 сентября 2008 г. – Минск: БГУ, 2008. – С. 40–44.
72. Низкотемпературное формирование контактных слоев силицидов платины / Конопляник И.В., Мильчанин О.В., Комаров Ф.Ф., Шабека Е.П., Турцевич А.С., Соловьев Я.А. // Физика и технология тонких пленок и наносистем. Материалы 12-й Междунар. конф. В 2 т. – Т. 1 / Под ред. д.т.н., проф. Фрейка Д.М. – Ивано-Франковск: Издательство «Плай» Прикарпатского национального университета им. В. Стефаника, 2009. – С. 59–60.
73. Особенности изделий силовой полупроводниковой электроники / В.В. Баранов, А.И. Дудкин, А.Я. Соловьев, А.С. Турцевич, И.И. Рубцевич // Труды 12-й Международной научно-практической конференции «Современные информационные и электронные технологии», 23–27 мая, 2011 г. – Одесса, 2011. – С. 54.
74. Моделирование и оптимизация параметров мощных ДМОП канавочных полевых транзисторов / В.В. Баранов, С.К. Дик, М.М. Кречко, А.С. Турцевич, И.И. Рубцевич, И.Н. Цырельчук // Труды 12-й международной научно-практической конференции «Современные информационные и электронные технологии», 23–27 мая 2011 г. – Одесса, 2011. – С. 55.
75. Комаров Ф.Ф. Низкотемпературный метод формирования контактного слоя силицида платины для силовых диодов Шоттки / Мильчанин О.В., Ковалева Т.Б., Соловьев Я.А., Турцевич А.С., Карват Ч. // Материалы 9-й Междунар. конф. «Взаимодействие излучений с твердым телом». – Минск: «Издательский центр БГУ», 2011. – С. 365–367.
76. Исследование и совершенствование твердотельной структуры мощных ДМОП полевых транзисторов / Баранов В.В., Кречко М.М., Рубцевич И.И., Солодуха В.А., Сарычев О.Э., Соловьев Я.А., Турцевич А.С. // Труды 13-ой международной научно-практической конференции «Современные информационные и электронные технологии», 4–8 июня 2012 г. – Одесса, 2012. – С. 263.
77. И.Ю. Ловшенко, В.В. Нелаев, И.М. Шелибак, А.С. Турцевич Оптимизация напряжения пробоя в IGBT структуре по ее конструктивным и технологическим параметрам // 5-я Всероссийская научно-техническая конференция «МЭС 2012», Москва, 8–12.10.2012, ИПП РАН, С. 7–10.
78. Турцевич А.С., Амиров И.И., Солодуха В.А., Глухманчук В.В., Родин Г.Ф., Соловьев Я.А., Морозов О.В. Формирование биполярных микросхем с щелевой изоляцией на основе глубокого анизотропного травления кремния // Труды 8-й Международной научно-практической конференции «Современные информационные и электронные технологии», 21–25 мая 2007 г. – Одесса, 2007. – С. 362.
79. Глухманчук В.В., Карпов И.Н., Турцевич А.С., Соловьев Я.А., Солодуха В.А., Родин Г.Ф. Технология формирования вертикальных затворов для БТИЗ и ДМОП-транзисторов // 5-я Белорусско-российская научно-техническая конференция «Технические средства защиты информации». Материалы докладов и краткие сообщения, 28 мая – 1 июня 2007 г. – Минск, 2007. – С. 79.

80. Керенцев А.Ф., Турцевич А.С., Глухманчук В.В., Добриян Т.С. Технология горячего лужения выводов корпуса ТО-126 бессвинцовым припоем // 5-я Белорусско-российская научно-техническая конференция «Технические средства защиты информации». Материалы докладов и краткие сообщения, 28 мая – 1 июня 2007 г. – Минск, 2007. – С. 80.
81. Патент РБ № 8858 по заявке а 20040614 от 2.07.2004, МПК7 H01L21/60. Металлизация полупроводникового прибора / Ануфриев Л.П., Турцевич А.С., Глухманчук В.В., Соловьев Я.А., Кавунов А.П.
82. Решение о выдаче патента РБ 9677 от 1.03.07 г. по заявке а 20050250 от 17.03.2005 г. МПК7 H01L21/02. Способ формирования металлизации обратной стороны / Турцевич А.С., Глухманчук В.В., Ануфриев Д.Л., Соловьев Я.А.
83. Решение о выдаче патента РБ 9957 от 18.04.07 г. по заявке а 20050571 от 9.06.2005 г. МПК7 C23C14/34. Способ нанесения пленки молибдена на полупроводниковые подложки / Турцевич А.С., Ануфриев Д.Л., Баранов В.В., Соловьев Я.А., Портнов Л.Я.
84. Решение о выдаче патента РБ10417 по заявке а 20050518 от 26.05.2005, МПК7 H01L21/02. Металлизация полупроводникового прибора / Ануфриев Д.Л., Турцевич А.С., Глухманчук В.В., Соловьев Я.А., Керенцев А.Ф.
85. Решение о выдаче патента РБ 14985 от 29.03.11 г. по заявке а 20091693 от 16.10.2009 г. МПК7 H01L23/12. Способ изготовления мощного полупроводникового прибора / Турцевич А.С., Глухманчук В.В., Сарычев О.Э., Выговский С.В., Керенцев А.Ф., Зубович А.Н.
86. Турцевич А.С., Ануфриев Л.П. Пленки поликристаллического кремния в технологии производства интегральных схем и полупроводниковых приборов. – Минск: «Белорусская наука», 2006. – С. 1–231.
87. Емельянов В.А., Турцевич А.С., Наливайко О.Ю. Оборудование для химического осаждения из газовой фазы функциональных слоев. – Минск: «Белорусская наука», 2007. – С. 1–255.
88. Турцевич А.С., Емельянов В.А. Формирование из газовой фазы функциональных слоев интегральных микросхем: – Минск: «Интегралполиграф», 2007. – С. 1–224.
89. Емельянов В.А., Турцевич А.С., Наливайко О.Ю. Эпитаксиальные слои кремния и германия для интегральных микросхем: Минск: «Интегралполиграф», 2008. – С. 1–288.
90. Lu J.-C., Holton W.C., Fenner J.S., Williams S.C. et al. A new device design methodology for manufacturability // in IEEE Trans. Electron Devices. 1998. V. 45, No. 3. P. 634–642.
91. Баринов В.В., Бахмач О.Ф., Калинин А.В., Крупкина Т.Ю. и Шелыхманов Д.Е. Повышение технологичности СБИС на основе концепции виртуального производства // Микроэлектроника. – 1999. – Т. 28. – № 4. – С. 283–292.
92. Кулешов А.А., Малышев В.С., Нелаев В.В., Стемпицкий В.Р. Статистическое проектирование и оптимизация технологии производства интегральных микросхем // Микроэлектроника. – 2003. – Т. 32. – № 31. – С. 47–61.
93. Cunningham S.P., and Spanos C.J. Semiconductor yield improvement: results and best practices // IEEE Trans. on Semiconductor Manufacturing., 1995. V. 8, No. 2. – P. 103–109
94. Downs T., Cook A.S., and Rogers P.G. A – partitioning approach to yield estimation for large circuits and systems // IEEE Trans. Circuits Syst., 1984, Vol. CAS-31, No 8. – P. 472–485.
95. Gaston G.J., and Walton A.J. The integration of simulation and response surface methodology for the optimization of IC processes // IEEE Trans. Semiconduct. Manufact. 1994, V. 7, No. 1. – P. 22–33.

96. Fujita T., Onodera H. A method for linking process-level variability to system performances // *IEEE Trans. Fundamentals*, 2000, Vol. E-83a, No. 12. — P. 2592–2599.
97. Director S.W., Feldmann P., and Krishna K. Statistical integrated circuit design // *IEEE J. Solid-State Circuit*, 1993, Vol. 28, No. 12. — P. 293–301.
98. Sighal K. and Pinel J.F. Statistical design centering and tolerancing using parametric sampling // *IEEE Trans. Circuits Syst.*, 1981, Vol. 13, No. 7. — P. 692–701.
99. Kouleshoff A.A., and Nelayev V.V. New approach for the response surface methodology // *Proc. 4th Int. Workshop on New Approaches to High-Tech: Nondestructive Testing and Computer Simulations in Science and Engineering*. 2000. St.-Petersburg, Russia. — P. D16–D19.
100. Kouleshoff A.A., Kuzmich W.B., Malyshev V.S., Nelayev V.V., and Stempitsky V.R. Statistical analysis in MRSIM approach of computing and experimental results for integrated circuit technology // *Proc. of SPIE*. — 2002. Vol. 4627. — P. 297–305.
101. Koskinen T. and Cheung P.Y.K. Hierarchical Tolerance Analysis Using Statistical Behavioral Models // *IEEE Trans. Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*. 1996, Vol. 15, Issue 5. P. 506–516.
102. Benkoski J. and Stroiwas A. J. A new approach to hierarchical and statistical timing simulation // *IEEE Trans. Computer-Aided Design*, 1987, Vol. CAD-6, No. 6. — P. 1039–1052.
103. Kurker C. M., Paulos J. J., Gyurcsik R. S., and Lu J.-C. Hierarchical yield estimation of large analog integrated circuits // *IEEE J. Solid-State Circuits*, 1993, Vol. 28, No. 3. — P. 203–208.
104. Liu E. and Sangiovanni-Vincentelli A. Verification of nyquist data converters using behavioral simulation // *IEEE Trans. Computer-Aided Design*, 1995, Vol. 14, No. 4. — P. 493–502.
105. Spence R. and Soin R. S. *Tolerance Design of Electronic Circuits*. Reading, MA: Addison-Wesley, 1988.
106. Belous A., Nelayev V., Syakerski V. End-to-end statistical process/device/circuit/system design / 34th Euromicro Conference on Software Engineering Advanced Applications, SEEA and 11th Euromicro Conference on Digital System Design — architectures, methods and tools, DSD, September 2008. — P. 17–18.
107. Красиков М.Г., Малышев В.С., Нелаев В.В. Верификация параметров физико-математических моделей программных средств проектирования в микроэлектронике / *Материалы 6-й Международной научной конференции «Автоматизация проектирования дискретных систем» (CAD DD'2007)*, 14–15 ноября 2007 г. Минск, 2007. — Т. 2. — С. 223–227.
108. Нелаев В.В., Стемпицкий В.Р. Технологическое проектирование интегральных схем. Программа SSUPREM4. — Минск: «БГУИР», 2003. 101 с.
109. Нелаев В.В., Стемпицкий В.Р. Работа в среде пакета ATHENA для проектирования технологии интегральных микросхем / *Учеб. пособие*. — Минск: «БГУИР», 2005.
110. Python programming language official website — <http://www.python.org/>.
111. wxWidgets official website — <http://www.wxwidgets.org/>.
112. Белоус А.И. Проектирование микросхем с пониженным энергопотреблением. — Минск: «Интегралполиграф», 2009. — 320 с.
113. Чернышев А.А. Основы надежности полупроводниковых приборов и интегральных микросхем. — М.: «Радио и связь», 1988.
114. Энс В.И., Кобзев Ю.М. Проектирование аналоговых КМОП-микросхем: краткий справочник разработчика. — М.: «Горячая линия — Телеком», 2005.

115. Солодуха В.А., Турцевич А.С., Керенцев А.Ф. Металлокерамические корпуса мощных полупроводниковых приборов. — Гомель: УО «ГГУ им. Ф. Скорины», 2010. — С. 1–214.
116. В.Л. Ланин, А.Ф. Керенцев, А.С. Турцевич. Бессвинцовая припойная композиция для сборки полупроводниковых приборов // Доклады БГУИР. — 2007. — № 2. — С. 122–127.
117. В.Л. Ланин, А.Ф. Керенцев, А.С. Турцевич. Сборка силовых полупроводниковых приборов с бессвинцовой припойной композицией // Силовая электроника. — 2008. — № 2. — С. 140–143.
118. В.Л. Ланин, А.С. Турцевич, А.Ф. Керенцев. Дозирование припоя при автоматизированном монтаже кристаллов полупроводниковых приборов // Компоненты и технологии. — 2008. — № 11. — С. 154–158.
119. А.С. Турцевич, В.Л. Ланин, Я.А. Соловьев, И.И. Рубцевич, А.Ф. Керенцев Диоды Шоттки и особенности технологии сборки // Технологии в электронной промышленности. — 2012. — № 5. — С. 85–90.
120. Повышение мощности рассеивания транзисторов в микроэлектронике для поверхностного монтажа / Д.Л. Ануфриев, А.С. Турцевич, В.В. Глухманчук, В.Л. Ланин, А.Ф. Керенцев // Труды 7-й Международной научно-практической конференции «Современные информационные и электронные технологии», 22–26 мая 2006 г. — Одесса, 2006. — Т. 2. — С. 56.
121. Турцевич А.С., Керенцев А.Ф., Ланин В.Л. Бессвинцовая сборка полупроводниковых приборов с использованием припойной композиции // Современные средства связи. Материалы 11-й Международной научно-технической конференции. 25–29.09.2006 г. — Минск: «Бестпринт», 2006. — С. 33–34.
122. Особенности сборки интегральных микросхем в пластмассовом корпусе / И.И. Рубцевич, А.С. Турцевич, В.Л. Ланин, А.Ф. Керенцев // Труды 9-й Международной научно-практической конференции «Современные информационные и электронные технологии», 19–23 мая 2008 г. — Одесса, 2008. — Т. 2. — С. 82.
123. Повышение устойчивости мощных транзисторов к термоударам при поверхностном монтаже / А.С. Турцевич, И.И. Рубцевич, В.Л. Ланин, А.Ф. Керенцев // Труды 9-й Международной научно-практической конференции «Современные информационные и электронные технологии», 19–23 мая 2008 г. — Одесса, 2008. — Т. 2. — С. 81.
124. Влагоустойчивость мощных ИМС в пластмассовом корпусе / В.В. Глухманчук, А.С. Турцевич, В.Л. Ланин, А.Ф. Керенцев // Труды 9-й международной научно-практической конференции «Современные информационные и электронные технологии», 19–23 мая 2008 г. — Одесса, 2008. — Т. 2. — С. 83.
125. Турцевич А.С., Глухманчук В.В., Керенцев А.Ф., Добрян Т.С., Василевская Ю.П. Процесс никелирования термокомпенсаторов из псевдосплава для металлокерамических корпусов // Проблемы проектирования и производства радиоэлектронных средств: Материалы 5-й Междунар. научно-технической конф. Новополюцк, 29–30 мая 2008 г. — Новополюцк, 2008. — Т. 2. — С. 68–71.
126. Ю.А. Бумай, О.С. Васьков, Д.С. Доманевский, В.М. Ломако, В.К. Кононенко, А.Ф. Керенцев, А.С. Турцевич. Динамический импеданс-спектрометр тепловых процессов в полупроводниковых приборах // Приборостроение-2008: Материалы Междунар. научно-технической конф. Минск, 12–14 ноября 2008 г. — Минск, 2008. — С. 62–64.
127. Предельные параметры мощных MOSFET-транзисторов в металлокерамических корпусах / А.С. Турцевич, И.И. Рубцевич, А.А. Осипов, В.Л. Ланин, А.Ф. Керенцев // Труды 10-й Международной научно-практической конференции «Современные информационные и электронные технологии». 18–22 мая 2009 г. — Одесса, 2009. — Т. 2. — С. 30.

128. Комплексный контроль качества герметизирующих швов металлостеклянных корпусов полупроводниковых приборов / Волкенштейн С.С., Хмыль А.А., Турцевич А.С., Керенцев А.Ф. // Материалы 4-й Международной научно-технической конференции «ПРИБОРОСТРОЕНИЕ-2011», 16–18 ноября 2011 г. – Минск, БНТУ-2011. – С. 45–46
129. Исследование качества пайки кристаллов мощного транзистора релаксационным импеданс-спектрометром тепловых процессов / Турцевич А.С., Рубцевич И.И., Соловьев Я.А., Керенцев А.Ф., Васьков О.С., Кононенко В.К., Нис В.С. // Труды 13-й международной научно-практической конференции «Современные информационные и электронные технологии», 4–8 июня, 2012 г. – Одесса, 2012. – С. 191.
130. Повышение качества сборки диодов Шоттки / Солодуха В.А., Турцевич А.С., Соловьев Я.А., Ланин В.Н., Керенцев А.Ф. // Труды 13-й международной научно-практической конференции «Современные информационные и электронные технологии», 4–8 июня 2012 г. – Одесса, 2012. – С. 193.
131. Турцевич А.С., Ануфриев Д.Л., Глухманчук В.В., Керенцев А.Ф. Герметизация мощных транзисторов в металлокерамических корпусах // Труды 8-й международной научно-практической конференции «Современные информационные и электронные технологии», 21–25 мая 2007 г. – Одесса, 2007. – С. 306.
132. Ю.А. Бумай, О.С. Васьков, Л.П. Ануфриев, В.В. Глухманчук, А.Ф. Керенцев, А.С. Турцевич. Проблемы посадки кристаллов мощных кремниевых МОП транзисторов // 2-й Конгресс физиков Беларуси, 3–5 ноября 2008 г. – Сб. научных трудов. – Минск, 2008. – С. 96–97.
133. В.А. Солодуха, А.С. Турцевич, И.И. Рубцевич, А.И. Дудкин, А.Ф. Керенцев. Применение микропорошков в производстве герметичных металлокерамических корпусов для изделий электронной техники // Материалы 10-й международной научно-технической конференции «Новые материалы и технологии: порошковая металлургия, композиционные материалы, защитные покрытия, сварка», 12–14 сентября 2012. – Минск, «Белорусская наука». – С. 128–130.
134. Васьков О.С, Нис В.С., Кононенко В.К., Рубцевич И.И., Соловьев Я.А., Турцевич А.С. Диагностика технологических характеристик мощных транзисторов с помощью релаксационного импеданс-спектрометра тепловых процессов / 9-я Международная конференция и 8 школа молодых ученых и специалистов по актуальным проблемам физики материаловедения, технологии и диагностики кремния, наноразмерных структур и приборов на его основе «КРЕМНИЙ-2012», 9–13 июля 2012 г. – Спб., 2012. – С. 152–153.
135. Патент РБ № 8759 МПК7 H01L21/58. Способ присоединения кремниевого кристалла к кристаллодержателю / Ануфриев Л.П., Турцевич А.С., Глухманчук В.В., Соловьев Я.А. Портнов Л.Я., приоритет 4.05.2005.
136. Патент РБ № 8885 по заявке а 20040304 от 4.05.2004г. МПК7 H01L21/58. Способ присоединения кремниевого кристалла к кристаллодержателю полупроводникового прибора / Ануфриев Л.П., Турцевич А.С., Тарасиков М.В., Соловьев Я.А., Зубович А.Н.
137. Решение о выдаче патента РБ 12545 от 26.11.08 г. по заявке а 20070949 от 24.07.2007 г. МПК7 H01L23/00. Корпус мощного полупроводникового прибора / Турцевич А.С., Глухманчук В.В., Солодуха В.А., Выговский С.В., Осипов А.А., Керенцев А.Ф., Горобец Г.А.
138. Решение о выдаче патента РБ 12019 от 28.01.2009 г. по заявке а 20080115 от 1.02.2008 г. МПК7 H01L21/02.Способ присоединения кремниевого кристалла к кристаллодержателю полупроводникового прибора / Турцевич А.С., Глухманчук В.В., Солодуха В.А., Керенцев А.Ф., Соловьев Я.А.

139. Решение о выдаче патента РБ 12549 от 25.04.09 г. по заявке а 20080080 от 24.01.2008 г. МПК7 C04B41/88. Состав для получения металлизационной пасты для алюмооксидной керамики / Турцевич А.С., Глухманчук В.В., Выговский С.В., Добриян Т.С., Керенцев А.Ф., Козюк В.Г.
140. Решение о выдаче евразийского патента по заявке 200900529/31 от 23.03.2009 г. МПК7 H01L23/00. Корпус мощного полупроводникового прибора / Турцевич А.С., Глухманчук В.В., Солодуха В.А., Выговский С.В., Осипов А.А., Керенцев А.Ф., Горобец Г.А.



КНИГИ ИЗДАТЕЛЬСТВА «ТЕХНОСФЕРА» МОЖНО ПРИОБРЕСТИ:

В магазинах:

г. Москва

Торговый дом «Библио-Глобус»,
м. Лубянка, ул. Мясницкая, 6
тел. 8(495) 781-19-00, 624-46-80

«Московский дом книги»,
м. Арбатская, ул. Новый Арбат, 8
тел. 8(495) 789-35-91

«Дом технической книги»,
м. Ленинский проспект,
Ленинский проспект, 40
тел. 8(499) 137-60-38

«Молодая гвардия»,
м. Полянка, ул. Б. Полянка 28
тел. 8(499) 238-50-01

«Дом книги на Ладожской»,
м. Бауманская, ул. Ладожская, 8, стр. 1
тел. 8(499) 267-03-01

«Дом Медицинской Книги»,
Комсомольский проспект, 25
тел. 8(495) 789-35-91

ИП Пилюгин
СК «Олимпийский», Книжный клуб,
1-й этаж, павильон №6. ДК на Соколе,
Ленинградский проспект 78, кор.1

— **наложенным платежом**
(заказы принимаются по e-mail, по почте)

— **по безналичному расчёту**
(заказы принимаются по e-mail, по факсу с указанием полных реквизитов юридического лица)

В городах России:

г. Санкт-Петербург

«Санкт-Петербургский дом книги»,
Невский пр., 28

Книготорговая сеть
«Академическая литература»
тел. (812) 329-10-29

г. Екатеринбург

сеть магазинов «Дом книги»
www.domknigi-online.ru

ИКГ «Фолиант»
тел. (343) 374-45-33

г. Новосибирск

ИП Костин (383) 335-10-81

ООО «Книги Сибири»
тел. (383) 335-61-63

г. Омск

«Техническая книга»
тел. 3812-3013-64

г. Ростов-на-Дону

сеть магазинов «Магистр»
www.booka.ru

г. Минск

ИП Юзвук Наталья Николаевна
тел. 375-17-294-54-65

г. Харьков

«Литера Нова» тел. 057-731-41-69

ИНФОРМАЦИЯ О НОВИНКАХ:
www.technosphere.ru



Как заказать наши книги?

По почте: 125319 Москва, а/я 91

По факсу: (495) 9563346

E-mail: knigi@technosphere.ru

sales@technosphere.ru

Производство книг на заказ
Издательство «Техносфера»
тел. (495) 234-01-10
e-mail: knigi@technosphera.ru

Реклама в книгах:

- модульная
- статьи

Подробная информация о книгах на сайте
www.technosphera.ru

Белоус Анатолий Иванович
Ефименко Сергей Афанасьевич
Турцевич Аркадий Степанович

Полупроводниковая силовая электроника

Компьютерная верстка – В.В. Павлова
Корректор – М.Г. Емельянова
Дизайн книжных серий – С.Ю. Биричев
Дизайн – М.А. Костарева
Выпускающий редактор – О.Н. Кулешова
Ответственный за выпуск – О.А. Казанцева

Подписано в печать 10.10.13.
Формат 70 x 100/16. Печать офсетная.
Гарнитура Ньютон
Печ. л. 13,5. Тираж 1000 экз. (1-й завод 500 экз.) Зак. №
Бумага офсет № 1, плотность 65 г/м².

Издательство «Техносфера»
Москва, ул. Краснопролетарская, д. 16, стр. 2

Отпечатано в типографии ООО "ТДДС-СТОЛИЦА-8"
Тел. 8 (495) 363-48-84
<http://capitalpress.ru>