

Б.Ю. Семенов



СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

ДЛЯ ЛЮБИТЕЛЕЙ

И ПРОФЕССИОНАЛОВ

Импульсные источники электропитания
Перспективная элементная база
Основы проектирования
Полезные советы

ПРОСТО И ДОСТУПНО



Б. Ю. Семенов

**Силовая электроника
для любителей и профессионалов**

**СОЛОН-Р
Москва • 2001**

Б. Ю. Семенов

Силовая электроника для любителей и профессионалов

Силовая электроника — стремительно развивающееся направление техники, целям которого является снижение масс и габаритов устройств питания аппаратуры. Сегодня уже невозможно представить компьютер, видеомагнитофон, телевизор без легкого и надежного импульсного источника электропитания. Стихают и разговоры о ненадежности импульсной техники. Данная книга призвана в какой-то мере восполнить дефицит информации на эту тему. Здесь доступным языком рассказывается об основах проектирования импульсных устройств электропитания, о перспективной элементной базе, о ее особенностях и оптимальном выборе, дано много практических советов. Подробно рассказано о «подводных камнях» схемотехники, разобраны некоторые типичные конструкции, затронуты нетрадиционные вопросы, как, например, создание электронных балластов для значительного продления срока службы ламп дневного света. Книга будет полезна не только радиолюбителям, но и молодым специалистам-разработчикам.

Издательство «СОЛОН-Р»

129337, г. Москва, а/я 5

Телефоны:

(095) 254-44-10, (095) 252-36-96

E-mail: Solon.Pub@relcom.ru

Ответственный за выпуск С. Иванов

Технический редактор И. Шелестов

Макет и верстка С. Тарасов

ISBN 5-93455-089-6

© СОЛОН-Р, 2001

© Б. Ю. Семенов, 2001

От автора

Начну с того, что вопросами импульсных источников электропитания я профессионально занимаюсь несколько лет, но и в свободное от работы время что-нибудь мастерю для дома. Идея написать эту книгу возникла у меня после долгого виртуального общения в Интернете с неутомимым коллегой-радиолюбителем, задумавшим без подготовки сделать недорогой импульсный сварочный аппарат. Поначалу, познакомившись на одном из сетевых форумов, мы перебрасывались письмами, в которых обсуждали нехитрые идеи, предлагаемые нашими собратьями по паяльному. Но однажды мой собеседник с досадой сообщил, что при очередном испытании сварочного аппарата у него сгорел, немало надымив, последний комплект дорогих транзисторов. Отчаяние было столь велико, что коллега решался вообще не связываться больше с импульсной техникой. Вспомнив едкий запах горелых радиодеталей, которым мне не раз приходилось дышать, я попросил прислать схему на нелицеприятный профессиональный разбор... Так завязалась наша долгая плодотворная переписка, в которой я частенько отвечал на, казалось бы, элементарные вопросы. Но без прояснения их дело не могло сдвинуться. Позже к переписке подключились еще несколько радиолюбителей, которым я просто отправлял готовые письма по интересующим темам. Удивительно, но насколько вопросы разных людей совпадали!

Почему проектирование и даже ремонт импульсных источников электропитания вызывают столько кажущихся неразрешимыми воп-

росов? Все дело в том, что силовая импульсная техника не прощает ошибок, не дает времени на «разбор полетов» — один неверный шаг, и она просто сгорает, как новогодняя хлопушка, мгновенно. Авторы прекрасной схемотехнической книги П. Хоровиц и У. Хилл [11] пишут об импульсной силовой технике так: «Импульсные источники сложны и хитроумны с точки зрения надежности. Необходимы специальные индуктивности и трансформаторы. Наш совет — откажитесь от их проектирования, покупайте то, что вам нужно!» Действительно, лет десять назад этот совет был весьма актуален. Теперь же, с появлением таких интересных представителей силовой электроники, как транзисторы MOSFET, IGBT, мощные диоды Шоттки, диоды HEXFRED, защитные диоды TRANSIL, драйверы управления силовыми транзисторами и интегральные микросхемы «все в одном корпусе», — эти компоненты значительно упростили проектирование импульсных источников, позволяя достичь неплохих результатов даже в домашней радиолюбительской лаборатории. Однако и при современном уровне развития силовой элементной базы проектирование импульсного источника остается «задачкой со многими неизвестными».

Особенно трудно начинать знакомство с импульсной техникой молодому профессиональному разработчику. Сложность здесь вот какая. Многочисленные отечественные книги по силовой электронике, изданные в 70—80-е годы, рассчитаны на опытного читателя. Сведения, содержащиеся в них, как правило, слишком трудны для понимания начинающими разработчиками и радиолюбителями. Обычно авторами предполагается, что читатель уже имеет колоссальный опыт и ему остается прояснить только некоторые детали. Иностранные же книги, в целом доступно излагающие материал, далеко не все могут найти, а найдя, прочитать. В последние годы по вполне понятным причинам было издано лишь несколько книг по импульсной технике, которые можно было бы использовать практически. Институтские учебники не в счет — их авторы обычно обходят стороной очень важные специальные вопросы.

Пока автор писал эту книгу, в книжных магазинах появился спра-вочник [33]. К сожалению, и эта новая книга оказалась написанной в традициях 10—20-летней давности. Основное внимание в ней уделяется проектированию на основе мощных биполярных транзисторов.

О полевых транзисторах написано чуть меньше пяти страниц, а транзисторы IGBT вообще не упомянуты. Плохо донесены до читателя вопросы опасного влияния паразитных параметров на работу схем, практически нет сведений о том, как защищаться от этих опасностей.

Лучшим изданием, посвященным проектированию импульсных источников, автор считает книгу [2]. Эта книга была издана в 1985 году и за прошедшие годы во многом не потеряла своей актуальности. Из книг по теории полевых приборов, на взгляд автора, лучшим является издание [24], переведенное на русский язык в 1985 году. Возможность выхода во всемирную компьютерную сеть Интернет открывает для разработчика широкие возможности информационного поиска. Большинство ведущих мировых фирм содержат серверы, где можно бесплатно получить исчерпывающую информацию по всей продукции в популярном формате PDF.

Опыт автора говорит о том, что сегодня молодым российским инженерам уже нельзя «цепляться» за основные положения проектирования импульсных источников, выработанные предыдущими поколениями разработчиков. Необходимо смело осваивать перспективную элементную базу, создавать ее у себя в стране. Мировой опыт разработки и использования новой базы значительно опережает отечественный, поэтому его нужно активно использовать.

Эта книга составлена так, чтобы читатель, задавая себе вопрос, быстро получал бы на него ответ. Такой стиль изложения подсказан опытом и совершенно необременителен для увлеченных людей. В книге нет лишних сведений, формул, графиков, рисунков, а это значит, что здесь содержится тот минимальный набор знаний, которым нужно обладать, чтобы не заблудиться в лабиринте силовой электроники. Отдельные главы этой книги могут показаться читателю, жаждущему знаний, недостаточно полными. Что-то вообще не имело возможности попасть на страницы. Асы проектирования, «на лету» разрабатывающие импульсные источники, могут сказать: «Это прописные истины, я пользуюсь ими каждый день». Все правильно. Но когда-то и асы учились летать. Также будем помнить, что объять необъятное вряд ли кому удастся.

Опыт показывает, что ни один учебник или справочник в полной мере не научит качественному инженерному проектированию. Как же быть тем, кто хочет стать профессионалом своего дела? Ценный совет

дал автору, совершившему первые шаги на поприще импульсных источников, ведущий специалист ООО «Мега-электроника» А. И. Колпаков: «Надо самому изучать техническую документацию, читать книги и *много думать*». Того же пожелаю и вам, уважаемые читатели. Берите в руки карандаш и лист бумаги, готовьте паяльник и — в путь!

Автор выражает благодарность Е. Родикову (г. Новосибирск), Е. Батракову (г. Орск), А. А. Зуеву, В. А. Могучему, И. П. Соснину, П. А. Семенову, А. Г. Ракову. Без участия этих людей книга вряд ли бы появилась на свет.

*Инженер-разработчик Б. Ю. Семенов
Санкт-Петербург. Март 2001 г.*

1. «Что лучше — феррит или альсифер?»

Магнитные материалы, используемые в импульсной технике, их основные свойства

...Мне тут трансформатор импульсный понадобился, килогерц эдак на 50. Взялся я его посчитать как классический 50-герцевый. Здорово так получилось — и габариты, и витки. Хорошо, что делать не стал! Открываю случайно одну мудрую книжку, а там — это нельзя, то нельзя. Используйте какие-то низкокэрцитивные материалы, потери в магнитопроводе считайте. Целая наука в общем. Разобраться бы...

Из переписки

1.1. Основные характеристики магнитного поля

Прежде чем рассказать, какие магнитные материалы подходят для применения в импульсной технике, как их правильно выбрать и правильно использовать, давайте вместе вспомним кое-что из курса физики, касающееся электромагнетизма [12]. Нам необходимо иметь четкое представление об основных величинах, характеризующих магнитные взаимодействия, чтобы оценивать магнитные материалы и рассчитывать моточные изделия (дронсели, трансформаторы). Итак, начнем.

Впервые существование магнитного поля у проводника с током обнаружил Эрстед в 1820 году. Опыт Эрстеда нам знаком со школьной скамьи — проводник располагается вблизи магнитного компаса, и когда по проводнику пропускают ток, стрелка компаса отклоняется от своего первоначального положения. Изменение направления тока заставляет поворачиваться стрелку в противоположную сторону.

Давайте пока забудем о проводнике с током как об источнике магнитного поля — сейчас для нас совершенно неважно, что создает его. Представим себе некое пространство, в котором существуют силовые линии магнитного поля. Чтобы охарактеризовать величину магнитного поля в пространстве, было введено понятие **магнитной индукции** (B).

Магнитная индукция — векторная величина. Это значит, что ее вектор направлен по касательной к силовой линии магнитного поля.

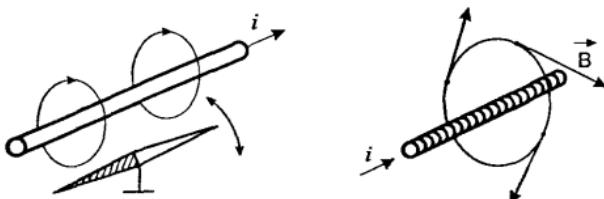


Рис. 1.1. Опыт Эрстеда

Существует еще одна характеристика магнитного поля, называемая **напряженностью магнитного поля (H)**. Об этой характеристике можно и не вспоминать, пока мы рассматриваем силовые линии свободного магнитного поля. Физики говорят о таком поле как о поле «в вакууме». Но как только мы начинаем исследовать поле, силовые линии которого проходят в веществе, мы будем удивлены — картина меняется коренным образом. В этом случае мы будем вынуждены ввести дополнительные характеристики. Объясняется это тем, что любое вещество, будь то металл, жидкость или газ, в той или иной мере является **магнетиком**, то есть способно под действием внешнего поля **намагничиваться**, приобретать собственный магнитный момент. Читатель наверняка удивится: «Разве воздух, окружающий нас, тоже может притягивать к себе предметы, подобно тому, как притягиваются железки к магниту?» Да, любое вещество может участвовать в магнитных взаимодействиях, однако в разной степени, и об этом мы поговорим чуть позже. А сейчас вернемся к нашему полю в пространстве. Намагниченное вещество создает магнитное поле B_e , которое накладывается на внешнее поле B_0 . Оба поля в сумме дают результирующее поле:

$$\vec{B} = \vec{B}_0 + \vec{B}_e .$$

Для объяснения намагничения тел учёные предложили теорию, согласно которой в молекулах вещества циркулируют круговые микроскопические токи. Каждый такой ток создает в окружающем пространстве магнитное поле. При отсутствии внешнего поля молекулярные токи ориентированы беспорядочно, вследствие чего результирующее поле равно нулю. Под действием поля магнитные моменты молекул, которые можно представить похожими на детские волчки,

ориентируются в одном направлении. Магнетик намагничивается, приобретая магнитный момент, отличный от нуля. Магнитные поля отдельных микроскопических токов уже не компенсируют друг друга и возникает поле B_e .

Намагничение магнетика характеризуют магнитным моментом единицы объема — **намагченностью** (J). Теоретически намагченность представляет собой понятную физическую величину. Казалось бы, бери магнитный момент отдельного молекулярного микротока, относи его к малому объему, взятыму в окрестности рассматриваемого молекулярного тока, суммируй получившиеся величины по объему всего тела — и вот они, исчерпывающие сведения о поле внутри тела...

Однако в практических расчетах мы столкнемся с непреодолимым затруднением. Чтобы определить индукцию B , нам необходимо иметь исчерпывающую информацию не только о токах, создающих внешнее поле, но и о молекулярных токах, которые, в свою очередь, зависят от результирующей индукции B . Поэтому физики поступили следующим образом — они нашли вспомогательную величину, которую можно определить, пользуясь только информацией о внешних макроскопических токах, намагничающих вещество. После несложных преобразований можно получить следующее выражение:

$$\vec{H} = \frac{\vec{B}}{\mu_0} - \vec{J},$$

где H — уже известная нам напряженность магнитного поля; μ_0 — магнитная постоянная.

В вакууме $\vec{J} \equiv 0$, поскольку намагничиваться нечему.
Поэтому:

$$\vec{H} = \frac{\vec{B}}{\mu_0}.$$

Читатель может воскликнуть: «Опять получен негодный для практики результат! Как я смогу вычислить намагченность? Да и работать с векторами непросто». Не стоит спешить с выводами. Дело в том, что введение вспомогательной величины H позволяет нам воспользоваться так называемой «теоремой о циркуляции вектора \vec{H} », которая постоянно будет помогать нам при расчетах конструктивных параметров дросселей и трансформаторов.

Звучит теорема следующим образом: «Циркуляция вектора напряженности магнитного поля по некоторому контуру равна алгебраической сумме микроскопических токов, охватываемых этим контуром»:

$$\oint \vec{H} d\vec{l} = \sum_k i_k .$$

Вычислять интегралы интересно далеко не всем, мало того, нужно уметь их вычислять, чтобы получить правильный результат. Как же быть читателю, который пока не на «ты» с высшей математикой? Давайте осмыслим эту сложную на первый взгляд теорему, и она покажется нам весьма подходящей для практики. Наверняка, вы, уважаемый читатель, держали в руках ферритовое колечко, широко использующееся в импульсной технике. Если колечко достаточно тонкое, тогда длину его средней линии по окружности обозначим I . Через колечко проходят провода с токами $i_1, i_2 \dots i_k$. Теперь представим наше кольцо состоящим из маленьких бусинок, нанизанных на линию I . В каждой бусинке мы можем определить величину вектора \vec{H} , умножив его по соответствующим правилам на маленький элемент длины бусинки $d\vec{l}$, как показано на рис. 1.2. Оговоримся сразу, что интегрирование — это не что иное, как суммирование вычисленных величин по всем бусинкам.

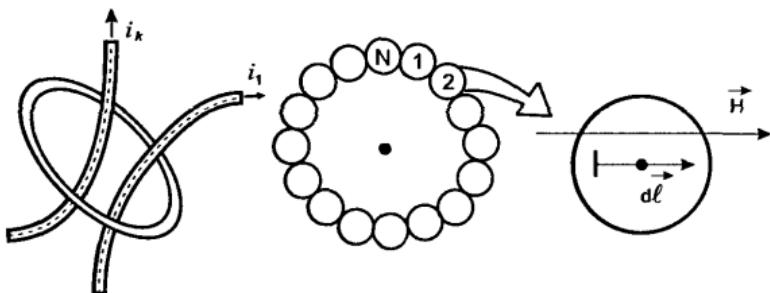


Рис. 1.2. Теорема о циркуляции вектора H

Если мы пробежимся по всему контуру I , то заметим, что от бусинки к бусинке взаимное расположение вектора напряженности и элемента длины не меняется. Поэтому имеем право в данном частном случае не вычислять подынтегральное выражение для каждой бусинки, а просто записать:

$$H_I = \sum_k i_k .$$

Зная длину контура и силы токов, проходящих через этот контур, мы «на лету» вычисляем напряженность магнитного поля в контуре. Запомним этот результат.

Теперь нам нужно воедино связать намагниченность J , магнитную индукцию B и напряженность магнитного поля H . Следует отметить, что процессы, происходящие в магнетиках, чрезвычайно сложны. Их анализу посвящены тысячи фундаментальных научных работ, десятки тысяч научных статей. Нам, конечно, нет никакого смысла углубляться во все премудрости электромагнетизма. Практиков всегда вполне устраивают простые допущения, позволяющие с достаточной точностью оценить ту или иную физическую величину, чтобы на основе этих оценок воплощать свои идеи «в железо».

Традиционно намагниченность принято связывать не с магнитной индукцией, а с напряженностью поля. Полагают, что в каждой точке магнетика:

$$\bar{J} = \chi \bar{H},$$

где χ — характерная для конкретного магнетика величина, называемая **магнитной восприимчивостью**.

Опыт показывает, что для слабомагнитных веществ при не слишком сильных полях χ не зависит от H . С учетом этого:

$$\bar{H} = \frac{\bar{B}}{\mu_0(1-\chi)}.$$

Обозначим $\mu = 1 + \chi$, где μ — **относительная магнитная проницаемость материала**.

Окончательно:

$$\bar{H} = \frac{\bar{B}}{\mu \mu_0}.$$

Важный вывод, который мы делаем из этого соотношения, таков: напряженность магнитного поля H есть вектор, имеющий то же направление, что и вектор B , но в $\mu \mu_0$ раз меньший. Этот вывод справедлив для однородных магнитных сред, когда магнетик равномерно распределен по объему. Для наших расчетов это допущение вполне сгодится. В дальнейшем мы забудем о существовании J, χ , а также о том,

что магнитные характеристики являются векторными величинами, и будем использовать в расчетах только B , H , μ .

1.2. Вычисление поля в магнетиках

Пусть имеется однородное поле B_0 , созданное в некотором пространстве. Напряженность этого поля:

$$H_0 = \frac{B_0}{\mu_0}.$$

Внесем в это поле, как показано на рис. 1.3, длинный круглый однородный стержень, изготовленный из магнетика, расположив его вдоль направления B_0 . Возникающая в стержне намагниченность будет направлена в ту же сторону, что и внешнее поле. В результате поле внутри стержня:

$$B_0 + B_e = B_0 + \mu_0 J.$$

Теперь мы можем определить напряженность поля внутри стержня:

$$H = \frac{B}{\mu_0} - J = \frac{B_0}{\mu_0} = H_0.$$

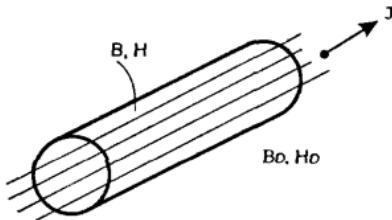


Рис. 1.3. Вычисление поля в веществе

Магнитная индукция внутри стержня:

$$B = \mu_0 \mu H = \mu_0 \mu \frac{B_0}{\mu_0} = \mu B_0.$$

Теперь ясно, что характеризует магнитная проницаемость. Она показывает, *во сколько раз усиливается поле в магнетике*.

Внимание! Для понимания последующих глав необходимо, чтобы не возникало никакой путаницы в терминологии. Поэтому запомните, что есть:

- a) внешнее поле, которое характеризуется:
 - индукцией B_0 ;
 - напряженностью H_0 ;
- b) поле в магнетике, характеризующееся:
 - индукцией B ;
 - напряженностью H .

Замечание для любознательных. До сих пор мы рассматривали достаточно длинные и тонкие стержни. Это допущение вполне подходит для длинных сердечников, а также замкнутых магнитопроводов. Но встречаются случаи, когда стержень имеет соизмеримые геометрические размеры, к примеру, стержневой сердечник дросселя. В этом случае напряженность поля внутри магнетика и вне его не совпадают:

$$H = H_0 - H^P,$$

где H^P — так называемое размагничивающее поле, которое полагается пропорциональным намагниченности:

$$H^P = NJ,$$

где N — размагничивающий фактор, зависящий от формы магнетика.

Для многих тел простой формы (цилиндры, эллипсоиды и т.д.) размагничивающие факторы определены точно. На основе этих выводов строится расчет параметров индуктивных элементов, выполненных на стержневых сердечниках конечной длины. По ходу книги мы столкнемся с такими электротехническими изделиями.

1.3. Ферромагнетики

Теперь, разобравшись в основных характеристиках магнитного поля, перейдем к рассмотрению магнитных материалов. Нас мало интересуют свойства таких веществ, как диамагнетики ($\mu < 1$) и парамагнетики ($\mu > 1$). У одних проницаемость чуть меньше единицы, у других — чуть больше. Разработчик силовой техники едва ли будет про-

ектировать магнитопровод силового трансформатора из латуни, золота или платины. С равным успехом можно было бы вообще отказаться от магнитопровода, то есть намотать обмотки на пластмассовый каркас.

Нас, как практиков, интересует класс материалов, называемый **ферромагнетиками**. Ферромагнетики являются сильномагнитными веществами — их намагченность может до 10^{10} раз превосходить намагченность диа- и парамагнетиков!

Как мы знаем, намагченность слабомагнитных веществ изменяется с напряженностью внешнего поля линейно. К сожалению, намагченность ферромагнетиков зависит от H сложным образом. Обратим внимание на основную кривую намагничения ферромагнетика, изображенную на рис. 1.4. Магнитный момент этого ферромагнетика первоначально был равен нулю, что очень важно. В данном случае в поле до 100 A/m намагченность возрастает почти линейно, но после 100 A/m наступает так называемое состояние **насыщения**, когда с увеличением внешнего поля намагченность уже перестает расти. Этот эффект говорит о **нелинейности** магнитных характеристик ферромагнетика.

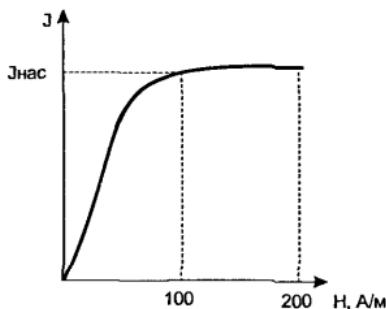


Рис. 1.4. Кривая намагничения ферромагнетика

Кроме нелинейной зависимости между H и J , а следовательно, и между H и B , для ферромагнетиков характерно наличие **гистерезиса**. Давайте подробно рассмотрим это фундаментальное свойство ферромагнитного материала, графически изображенное на рис. 1.5, тем более что позже мы будем постоянно сталкиваться с ним.

Итак, предположим, что имеется нейтральный, то есть полностью размагченный, ферромагнетик. Мы будем постепенно намагничи-

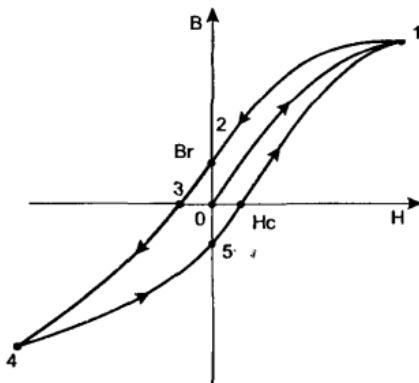


Рис. 1.5. Петля гистерезисного цикла ферромагнетика

вать его, следя за внутренним состоянием. Результаты поместим на график, по горизонтальной оси которого отложим напряженность внешнего поля, а по вертикальной оси — магнитную индукцию внутри ферромагнетика.

Первоначальное намагничение ферромагнетика до насыщения пройдет по кривой 0-1. После этого мы должны убрать внешнее поле, то есть снизить его напряженность до нуля. Казалось бы, индукция должна вернуться тоже в нулевую точку... Однако ферромагнетик размагничивается по кривой 1-2, сохраняя при отсутствии внешнего поля магнитный момент, характеризующийся величиной магнитной индукции B_r , называемой **остаточной индукцией**. Запомним название этого очень важного параметра.

Индукция обращается в нуль лишь под действием внешнего поля H_c , имеющего направление, противоположное полю, вызвавшему намагничение. Напряженность H_c называется **коэрцитивной силой**. Запомним и это название.

При действии на ферромагнетик переменного магнитного поля индукция меняется по кривой 1-2-3-4-5-1, которая и носит название **петли гистерезиса**. Если максимальные значения H таковы, что намагниченность достигает насыщения, ферромагнетик перемагничивается по **пределной петле гистерезиса**. Все петли, находящиеся внутри предельной петли, называются **частными циклами**. Семейство петель гистерезиса, ограниченных предельным циклом, изображено на рис. 1.6.

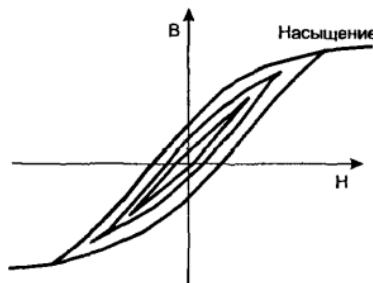


Рис. 1.6. Семейство петель гистерезиса

Поскольку мы не можем однозначно определить зависимость B от H , понятие магнитной проницаемости применяется только к основной кривой намагничения. У ферромагнетиков она зависит от напряженности внешнего магнитного поля, как показано на рис. 1.7.

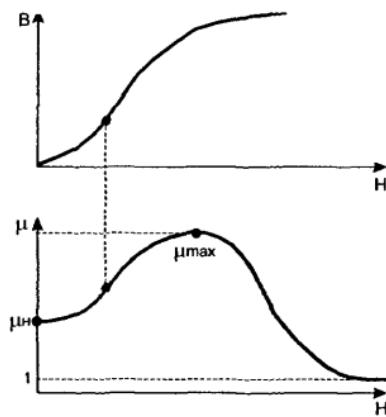


Рис. 1.7. Зависимость проницаемости ферромагнетика от напряженности внешнего поля:

$\mu_{\text{нн}}$ — начальная магнитная проницаемость;

μ_{max} — максимальная магнитная проницаемость

Видно, что максимальное значение проницаемости μ достигается при приближении к области насыщения, после чего, при дальнейшем увеличении H , начинается ее падение. Какой практический вывод можно сделать из этого? Во-первых, проектируя индуктивный эле-

мент, нужно строго следить за индукцией насыщения, чтобы магнитопровод или сердечник не потерял своих полезных магнитных свойств. И, во-вторых, использовать в расчетах значение начальной магнитной проницаемости, а не максимальной.

Величины B_r и H_c являются основными техническими характеристиками ферромагнетика. Чаще всего разработчику даже не столь интересен вид петли гистерезиса конкретного материала, сколько значение остаточной индукции и коэрцитивной силы. Если H_c велика, ферромагнетик называется **жестким** (кривая 1 на рис. 1.8). Такой материал подойдет для проектирования постоянных магнитов, однако для магнитопроводов и сердечников индуктивных элементов он не годится совершенно. Для этих целей можно использовать только материалы с мягкой петлей гистерезиса (кривая 2 на рис. 1.8). Почему? Об этом мы поговорим в главе, посвященной остаточной индукции и методам ее снижения.

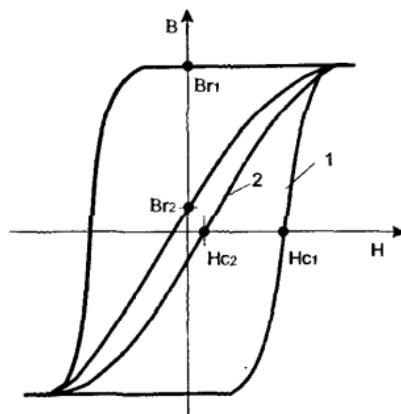


Рис. 1.8. Гистерезисные циклы ферромагнетиков:
1 — жесткий; 2 — мягкий

Еще один немаловажный параметр, который следует учитывать при инженерном проектировании, — это потери на гистерезис. В переменном магнитном поле часть его энергии всегда уходит на перемагничивание, в результате чего сердечник или магнитопровод нагревается. Потери на гистерезис однозначно связаны с площадью петли гистерезиса — чем больше площадь, тем больше потери.

1.4. Вихревые токи

Давайте теперь вспомним, как устроен обычновенный низкочастотный трансформатор: на замкнутом стальном магнитопроводе расположены обмотки. Все просто, поэтому и работает безотказно! Но, обратите внимание, магнитопровод силового низкочастотного трансформатора никогда не делают из сплошного куска железа, что, вне всякого сомнения, проще для изготовления, а набирают из тонких пластин. Разберемся, зачем это нужно.

Магнитное поле, порождаемое обмоткой 1, изображенной на рис. 1.9, как и полагается, возбуждает электрический ток в обмотке 2. Однако, поскольку магнитопровод трансформатора сам является проводником тока, то ток возбуждается еще и в магнитопроводе. Эти токи, которые появляются в стали магнитопровода, называют токами Фуко, или **вихревыми токами**. Электрическое сопротивление стали мало, поэтому вихревые токи могут достигать больших значений. Для снижения вихревых токов стальные магнитопроводы выполняют из тонких пластин или ленты. Появление ферритов и магнитодиэлектриков сделало возможным выполнять магнитопроводы высокочастотных трансформаторов сплошными, потому как сопротивление этих материалов в десятки раз больше сопротивления стали.

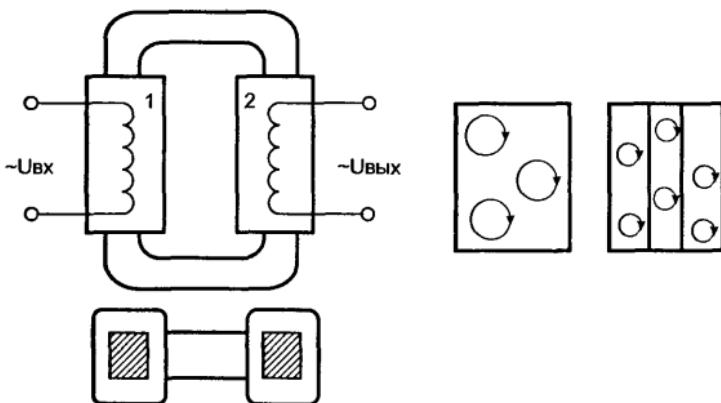


Рис. 1.9. Вихревые токи в трансформаторе

Токи Фуко могут возникать и в обмоточных проводах. В этом случае они вытесняют полезный ток ближе к поверхности. В результате

ток высокой частоты оказывается неравномерно распределенным по сечению. Это явление называют **скин-эффектом**. Из-за скин-эффекта в высокочастотных цепях внутренняя часть проводников оказывается бесполезной. Мы вспомним о скин-эффекте и разберем его подробно в дальнейшем, когда будем определять потери мощности в обмоточных проводах дросселей и трансформаторов.

1.5. Магнитные материалы, их классификация, свойства и выбор

Пора читателю познакомиться с ферромагнитными материалами, используемыми в силовой импульсной технике. Основные свойства, которыми должны обладать эти материалы, таковы:

- материал должен легко намагничиваться и размагничиваться, то есть обладать узкой петлей гистерезиса, малой коэрцитивной силой, большими значениями начальной и максимальной магнитной проницаемости;
- материал должен обладать большой индукцией насыщения, что позволит разработчику уменьшить габариты и массу электротехнических изделий;
- материал должен иметь возможно меньшие потери на перемагничивание и вихревые токи;
- материал должен иметь слабую зависимость магнитных свойств от механических напряжений растяжения и сжатия;
- материал должен иметь стабильные магнитные характеристики при изменении температуры, влажности с течением времени.

Обычно магнитные материалы классифицируются по трем группам:

- а) проводниковые — электротехнические стали и сплавы;
- б) полупроводниковые — ферриты;
- в) диэлектрические — магнитодиэлектрики.

При изготовлении электромагнитных элементов, работающих на частотах от 50 Гц до 10 кГц, используют электротехнические стали. На частотах от 5—10 до 20—30 кГц — электротехнические сплавы. На частотах от нескольких килогерц и выше — ферриты и магнитодиэлектрики. Но в любом случае надо помнить, что верхняя частота материала ограничена потерями в нем на гистерезис и вихревые токи.

Мы не будем рассматривать достоинства и недостатки электротехнических сталей и сплавов, поскольку первые совершенно не годятся для проектирования высокочастотных индуктивных элементов, а вторые, имея очень большую чувствительность к механическим ударам, просто непопулярны у большинства современных разработчиков источников питания малой и средней мощности. Итак, сразу переходим к материалам, на основе которых проектируются индуктивные элементы импульсных источников электропитания.

Ферриты

Это поликристаллические многокомпонентные соединения, изготавливаемые по особой технологии, общая химическая формула которых MeFe_2O_3 (где Me — какой-либо ферромагнетик, например, Mn, Zn, Ni). Являясь полупроводниками, ферриты обладают высокими значениями собственного электрического сопротивления, превышающего сопротивление сталей в 50 раз и более. Именно это обстоятельство позволяет применять ферриты в индуктивных элементах, работающих на высоких частотах, без опасения, что могут резко повыситься потери на вихревые токи. Наибольшее распространение в силовой технике получили марганец-цинковые ферриты марок НМ и никель-цинковые ферриты марок НН. При выборе между этими марками предпочтение, конечно, следует отдать ферритам марок НМ, поскольку они имеют более высокую температуру, при которой ферромагнетики теряют свои ферромагнитные свойства (температуру Кюри). Это обстоятельство позволяет эксплуатировать их при более высоких температурах перегрева. Потери на гистерезис у марганец-цинковых ферритов на порядок меньше, чем у никель-цинковых. Ферриты марок НМ обладают высокой стабильностью к воздействию механических напряжений. Однако электрическое сопротивление ферритов марок НМ меньше, чем ферритов марок НН, поэтому последние могут применяться для работы на более высоких частотах.

Отметим из наиболее часто встречающихся никель-цинковые ферриты марок 2000НН, 1000НН, 600НН, 200НН, 100НН. Верхней границей рабочей области частот для них является 5-7 МГц. Марганце-во-цинковые нетермостабильные высокопроницаемые ферриты марок 6000НМ, 4000НМ, 3000НМ, 2000НМ, 1500НМ, 1000НМ используются в частотном диапазоне до нескольких сот килогерц в интервале темпе-

ратур $\sim 60\ldots+100^{\circ}\text{C}$, когда термостабильность не является определяющим параметром. В противном случае следует использовать термостабильные ферриты 2000HM3, 2000HM1, 1500HM3, 1500HM1, 1000HM3, 700HM. Вдобавок к термостабильности ферриты этих марок обладают меньшими потерями на вихревые токи и большим диапазоном частот ($0,3\ldots1,5\text{ МГц}$). Для импульсных источников термостабильность, конечно, важна, но не является определяющим фактором.

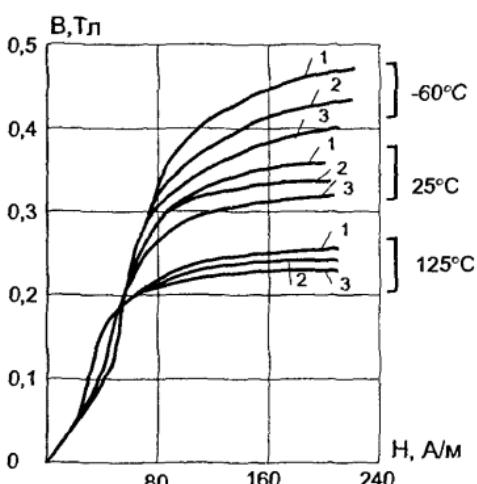


Рис. 1.10. Зависимость $B(H)$ для феррита 1500HM3 при различных температурах и частотах: 1 — 20 кГц; 2 — 50 кГц; 3 — 100 кГц

В средних и, особенно, сильных полях ($B > 0,1\text{ Тл}$) хорошо применять ферриты марок 4000HMC, 3000HMC, 2500HMC1, 2500HMC2. Результаты исследований, приведенные в [1], показывают, что лучшими представителями в этой группе являются ферриты 2500HMC1 и 2500HMC2.

Таблица 1.1. Параметры ферритов марок 2500HMC1 и 2500HMC2 [18]

Параметры	Обозн.	Ед. изм.	2500HMC1	2500HMC2
Начальная магнитная проницаемость при $B = 0,2\text{ Тл}$, $f = 16\text{ кГц}$	$\mu_{\text{н}}$	—	4500 (при 20°C) 4100 (при 120°C)	4500 (при 20°C) 4100 (при 120°C)
Критическая частота	f_{c}	МГц	0.4	0.4

Параметры	Обозн.	Ед. изм.	2500HMC1	2500HMC2
Удельные объемные магнитные потери при $B = 0,2$ Тл, $f = 16$ кГц	P_{sp}	мкВт см ³ Гц	10,5 (при 25 °C) 8,7 (при 100 °C)	8,5 (при 25 °C) 6,0 (при 100 °C)
Магнитная индукция при $H = 240$ А/м	B	мТл	290	330
Индукция насыщения	B_m	мТл	450	470
Остаточная магнитная индукция	B_r	мТл	100	90
Температура Кюри	T_c	°C	>200	>200
Плотность		г/см ³	1	1
Удельное электрическое сопротивление	ρ	Ом · м	4,9	4,9
Коэрцитивная сила	H_c	А/м	16	16

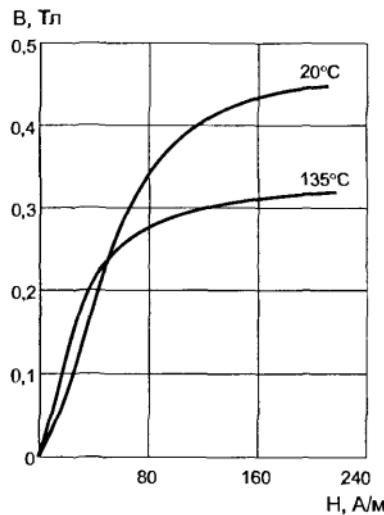


Рис. 1.11. Зависимость $B(H)$ для феррита 2500HMC1 при частоте 20 кГц

Применение ферритов этих марок позволяет уменьшить массу и габариты трансформатора соответственно на 8 и 15%, а при сохранении прежних типоразмеров — увеличить мощность на 20%.

В табл. 1.2 приведены параметры наиболее часто встречающихся ферритов марок НМ и НН.

Таблица 1.2. Параметры наиболее часто встречающихся ферритов марок НМ и НН

Марка	μ_n	μ_{max}	B_m , Тл	f_c , МГц	T_c , °C	B_r , Тл	H_c , А/м
2000НМ3	1700—2500	3500	0,35—0,4	0,5	200	0,12	—
2000НМ1	1700—2500	3500	0,38—0,4	0,5	200	0,12	25
1500НМ3	1200—1800	3000	0,35—0,4	1,5	200	0,08	16
1500НМ1	1200—1800	3000	0,35—0,4	0,7	200	—	16
2000НМ	2000	3500	0,38—0,4	0,45	200	0,12	24
100НН	80—120	850	—	7,0	120	—	—
400НН	350—500	1100	0,25	3,5	110	0,12	64
600НН	500—800	1600	0,31	1,5	110	0,14	32
1000НН	800—1200	3000	0,27	0,4	110	0,15	20

Магнитодиэлектрики

Магнитодиэлектрики включают в свой состав мелкопомолотые порошки, обладающие магнитными свойствами, и связующий диэлектрический материал на основе полистирола. Частицы магнетика отделены друг от друга диэлектрической средой, являющейся одновременно электрической изоляцией и механической связкой всей системы. Магнитная проницаемость магнитодиэлектриков невелика (от нескольких единиц до сотен). Благодаря большому размагничивающему эффекту параметры магнитодиэлектриков мало зависимы от внешних полей.

Распространены три основные группы магнитодиэлектриков: альсифера, карбонильное железо, пресспермы.

Карбонильное железо применяют в основном для индуктивных катушек малой энергоемкости, поэтому мы не будем рассматривать этот вид ферромагнитного материала.

Основу магнитного наполнителя **альсиферов** составляет тройной сплав Al-Si-Fe. Выпускаются 6 марок альсиферов с проницаемостью от 22 до 90, предназначенных для работы в интервале температур от -60 до +120 °С. Буквы в названии марок означают:

- ТЧ — тональная частота;
- ВЧ — высокая частота;
- К — с компенсированным температурным коэффициентом магнитной проницаемости.

Таблица 1.3. Параметры отечественных альсиферов

Марка	μ	$\delta_n \cdot 10^3$	f, МГц	Маркировка
ТЧ-90	79—91	3,0	0,02	Синий
ТЧ-60	56—63	2,0	0,07	Черный
ТЧК-55	48—58	2,0	0,07	Красный
ВЧ-32	28—33	1,2	0,20	Белый
ВЧ-22	19—24	2,0	0,70	Зеленый
ВЧК-22	19—24	2,0	0,70	Желтый

δ_n — коэффициент потерь на гистерезис.

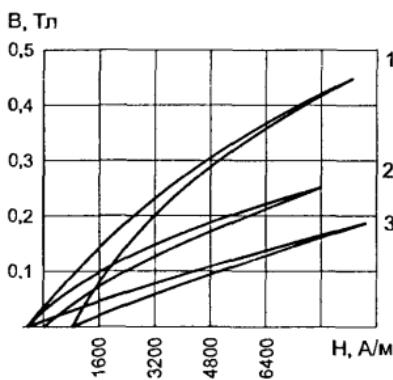


Рис. 1.12. Кривые намагничения альсиферов:
1 — ТЧ-60; 2 — ТЧ-32; 3 — ВЧ-22

Внимание! Коэффициент потерь на гистерезис остается постоянным лишь при слабых полях. При повышении напряженности поля он уменьшается и в полях порядка 1500—2000 А/м снижается до 0,1 своего начального значения. Такая зависимость объясняется тем, что в слабых полях площадь петли гистерезиса альсифера растет пропорционально H^3 , а в сильных — медленнее.

Пресспермы — магнитодиэлектрики на основе Мо-пермаллоя. Изготавливают их из мелкого металлического порошка на базе высоконикелевого пермаллоя, легированного молибденом. Пресспермы обладают повышенной магнитной проницаемостью, низким уровнем гистерезисных потерь. Разработаны 10 марок пресспермов — 5 нетермокомпенсированных и столько же термокомпенсированных. В обозначении термокомпенсированных пресспермов добавляется буква «К». Цифра в обозначении марки означает номинальную магнитную проницаемость.

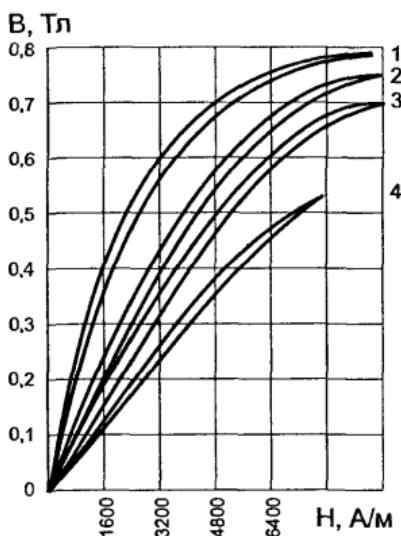


Рис. 1.13. Кривые намагничения пресспермов:
1 — МП-250; 2 — МП-140; 3 — МП-100; 4 — МП-60

Таблица 1.4. Параметры отечественных пресспермов

Марка	$f_c, \text{ кГц}$	$^{\circ}\text{C}$	μ	$\delta_\mu \cdot 10^3$
МП-60	100	-60...+85	55	1,5
МП-100	100	-60...+85	100	2,0
МП-140	100	-60...+85	140	2,0
МП-250	100	-60...+85	250	3,0

Несколько слов о номенклатуре выпускаемых электротехнических изделий, предназначенных для изготовления высокочастотных дросселей и трансформаторов. Подробно ознакомиться с ней можно в

[13], [14], [15], [16], [17]. Здесь же коротко напомним основные виды изделий, с которыми мы в основном будем иметь дело при разработке импульсных источников: кольцевой магнитопровод; стержневой сердечник; броневой чашечный магнитопровод; броневой Ш-образный магнитопровод.

Существуют и другие типы электротехнических изделий на основе ферромагнетиков, такие, как П-образные, Г-образные, Е-образные, эллиптические, низкопрофильные и т.д. При желании читатель может поразмышлять над их применением самостоятельно.

Таблица 1.5. Основные виды магнитопроводов

Внешний вид	Название	Шифр изделия	Основные размеры
	Кольцевой сердечник	К	$D \cdot d \cdot h$
	Стержень прямоугольного сечения	С	$b \cdot s \cdot L$
	Стержень круглого сечения	С	$D \cdot L$
	Ш-образный сердечник	Ш	$l_0 \cdot s$
	Чашка броневого сердечника	Б	D

2. «О холостом ходе, габаритной мощности и не только»

Как работают высокочастотные дроссели и трансформаторы

...Я вчера после нашего разговора задумался, а чем же вообще трансформатор от дросселя отличается? Скажем, взял я две одинаковых железяки, намотал на них одно количество витков, в сеть включил, измеряю ток первички. Пока вторичка висит в воздухе, все одинаково, все понятно. Но как только я, скажем, на вторичку сопротивление повешу, сразу картинка меняется, ток в первичной обмотке подскакивает. Я никак не могу понять — оба уже включены, оба в одинаковых условиях. Так почему трансформатор — это совсем не дроссель?..

Из переписки

2.1. Что такое магнитный поток?

Прежде чем приступить к рассмотрению принципов работы дросселей и трансформаторов, давайте разберемся, что такое магнитный поток и зачем он нам вдруг понадобился? Предположим, что в некотором пространстве существует магнитное поле, которое можно определить в каждой точке через его магнитную индукцию. Поместим в это поле поверхность S произвольной формы. Для наглядности представим, что мы просто вырезали из пластиковой бутылки прозрачный сегмент S , как показано на рис. 2.1. Силовые линии поля как бы протекают сквозь эту поверхность.

Теперь давайте фломастером разобьем нашу поверхность на множество маленьких площадочек dS , которые за своей малостью будут казаться нам плоскими. Все это мы проделываем для того, чтобы не-надолго возвратиться в каменный век, когда люди имели представление о Земле как о плоской бесконечной поверхности, и с помощью «первобытных» методов решить нашу задачку. Итак, поле в пространстве далеко не всегда бывает однородным, то есть через каждую площадку dS может протекать разное количество силовых линий-ручей-

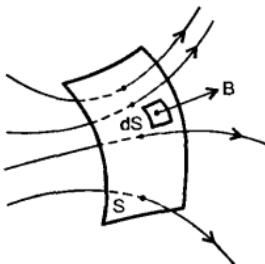


Рис. 2.1. Определение магнитного потока

ков. Река же из ручейков может сложиться, когда мы сложим все ручейки вместе. Поскольку площадок на поверхности dS очень много, мы переходим от суммирования к интегрированию:

$$\Phi_M = \int_S BdS,$$

где Φ_M — поток индукции B через поверхность S .

Из интегрального определения трудно понять, что же все-таки представляет собой поток? Давайте, не мешкая, перейдем к полю, замкнутому в кольцевом магнитопроводе, и упростим задачу. Будем считать, что поле в магнитопроводе однородно, то есть любую сколь угодно малую площадку поперечного сечения пронизывает одинаковое количество силовых линий. Поэтому для наших практических расчетов мы всегда будем определять поток как

$$\Phi_M = BS,$$

где S — площадь поперечного сечения магнитопровода;

B — магнитная индукция в сердечнике.

Еще один важный закон, который нам нужно вспомнить, — это закон электромагнитной индукции или, как его называют реже, закон Фарадея. Явление электромагнитной индукции состоит в том, что в проводящем контуре, находящемся в переменном магнитном поле, возникает электродвижущая сила индукции (ЭДС). Если мы поместим в переменное поле виток из провода, как показано на рис. 2.2, то на клеммах Кл возникнет разность потенциалов — напряжение E_u , а в замкнутом контуре потечет ток.

Звучит закон так: ЭДС электромагнитной индукции E_u , возникающая в контуре, численно равна и противоположна по знаку скорости изменения магнитного потока Φ_M сквозь поверхность, ограниченную этим контуром.

$$E_u = -\frac{d\Phi_M}{dt},$$

то есть чем быстрее мы будем изменять поток Φ_M , тем большее значение ЭДС сможем получить на клеммах Кл.

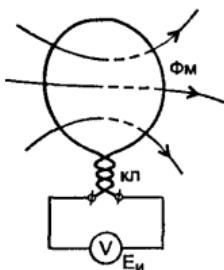


Рис. 2.2. Электромагнитная индукция
в проводящем контуре

Вспомним трансформатор, включенный в сеть переменного тока частоты 50 Гц. Поскольку напряжение на первичной обмотке меняется по синусоидальному закону, меняется и индукция в сердечнике, а значит, и поток. На вторичной обмотке появляется ЭДС индукции. Очевидно, что мы не в состоянии повлиять на скорость изменения синусового напряжения, что эквивалентно снижению или повышению частоты. Как же выйти из положения, чтобы получить требуемое значение напряжения на вторичной обмотке? Оказывается, контур можно выполнить состоящим из w витков, и тогда под потоком Φ_M следует понимать полный магнитный поток сквозь поверхности, ограниченные всеми w витками. В электротехнике эту величину называют **потокосцеплением**.

$$\Psi = \sum_{i=1}^w \Phi_M^i .$$

Расчет потокосцепления в общем случае — задача довольно сложная, требующая знания методов высшей математики. Для наших элек-

протехнических изделий мы будем считать, что, поскольку все витки обмоток приблизительно одинаково пронизываются магнитным полем, потокосцепление равно:

$$\Psi = wSB .$$

Закон электромагнитной индукции запишется так:

$$E_u = -w \frac{d\Phi_M}{dt} = -wS \frac{dB}{dt} .$$

Мы пришли к известному практическому выводу: наматывая необходимое количество витков во вторичной обмотке трансформатора, мы можем получать требуемые напряжения.

Отметим очень важное обстоятельство: ЭДС индукции может возникать в цепи в результате изменения тока в этой же самой цепи. Эта ЭДС называется **ЭДС самоиндукции**. Для дросселя именно ЭДС самоиндукции является главным фактором, определяющим его параметры.

Вот теперь наших теоретических знаний вполне достаточно, чтобы связать геометрические и электрические параметры индуктивных элементов. Наш расчет мы построим на основании:

- теоремы о циркуляции вектора H ;
- закона электромагнитной индукции.

Итак, имеем тороидальную катушку, намотанную равномерно на кольцевом сердечнике из ферромагнитного материала, которая схематически изображена на рис. 2.3.

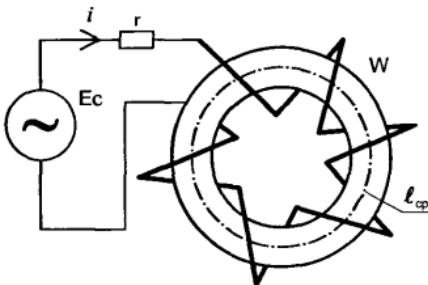


Рис. 2.3. Тороидальная катушка индуктивности

Число витков катушки — w , длина средней линии магнитопровода — l_{cp} , площадь поперечного сечения магнитопровода — S , магнитная индукция в сердечнике — B , активное сопротивление провода обмотки — r .

По закону Ома приложенное к катушке переменное напряжение и наведенная в ней ЭДС самоиндукции уравновешиваются падением напряжения на активном сопротивлении обмотки:

$$E_C + E = ir.$$

Будем считать, что сопротивление провода катушки ничтожно мало, поэтому по закону электромагнитной индукции:

$$E_C \approx wS \frac{dB}{dt}.$$

В течение той части периода, когда напряжение E_C положительно, индукция возрастает. При отрицательных значениях напряжения величина индукции уменьшается.

Считаем также, что переменное напряжение, приложенное к катушке, симметрично (отрицательная и положительная полуволны одинаковы по форме), а индукция изменяется от $-B$ до $+B$, не доходя до насыщения.

Таким образом, индукция меняется на удвоенную амплитуду, поэтому:

$$\int_0^{T/2} E_C dt = ws \int_{-B}^{+B} dB = 2wSB.$$

Интеграл, стоящий в левой части полученного равенства, определяет среднее за полупериод значение переменного напряжения E_C , умноженное на полупериод.

Обозначим это среднее значение E_{CP} :

$$E_{CP} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} E_C dt.$$

Следовательно:

$$E_{CP} = \frac{4wSB}{T} = 4wfSB.$$

Более удобным в расчетах является не среднее, а действующее значение напряжения, определяемое как

$$E = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T E_C^2 dt} .$$

Связь между действующим и средним значениями напряжения определяется коэффициентом формы k_Φ :

$$k_\Phi = \frac{E}{E_{CP}} .$$

Таблица 2.1. Коэффициенты формы для распространенных электрических сигналов

Форма напряжения			
K_Φ	1,0	1,11	1,16

Мы пришли к очень удобной записи закона электромагнитной индукции, которая пригодится для расчета дросселей с магнитопроводом:

$$E = 4 k_\Phi f w S B .$$

Как мы знаем из предыдущей главы, рабочий участок кривой намагничения магнитопровода простирается вплоть до индукции насыщения B_M . Исследования показывают, что с достаточной степенью точности можно считать этот участок линейным для электротехнических материалов с мягким гистерезисом. Тогда напряженность магнитного поля повторяет во времени закон изменения индукции и гистерезис практически не наблюдается:

$$H(t) = \frac{B(t)}{\mu \mu_0} .$$

По найденному значению $H(t)$ легко определить ток, проходящий по катушке. Воспользуемся теоремой о циркуляции H :

$$H(t) l_{cp} = i(t) w .$$

Следовательно, ток

$$i(t) = \frac{B(t)l_{cp}}{\mu_0 w}$$

повторяет по форме кривые $H(t)$ и $B(t)$.

В то же время изменение индукции:

$$B = \frac{E}{4k_\Phi fSw}.$$

При синусоидальном характере напряжения $E_C(t)$ изменение индукции тоже будет носить синусоидальный характер, но с отставанием по фазе на $\pi/2$. Ток катушки, совпадающий по фазе с индукцией, будет иметь амплитуду:

$$I_m = \frac{El_{cp}}{4\mu_0 k_\Phi fSw^2}.$$

На основании закона Ома для амплитуды синусоидального тока имеем:

$$I_m = \frac{E_m}{2\pi fL}.$$

Итак, теперь мы сможем получить практическую формулу для расчета индуктивности кольцевой катушки. Замечательное свойство этой формулы состоит в том, что мы сможем распространить ее на катушки и с броневым чашечным, и с броневым Ш-образным магнитопроводом. Итак:

$$\frac{El_{cp}}{4\mu_0 k_\Phi fSw^2} = \frac{\sqrt{2}E}{2\pi fL}$$

и окончательно (с небольшой погрешностью):

$$L = \frac{\mu_0 w^2 S}{l_{cp}}.$$

Проанализируем эту формулу. Из нее хорошо видно, почему нельзя допускать, чтобы дроссель работал с заходом в область насыщения. Помните, что в области насыщения начинает резко падать проницаемость сердечника, следовательно, дроссель в области насыщения по-

теряет индуктивность. В главах, посвященных практическим схемам источников питания, мы расскажем, насколько это опасно для силовой части источника.

2.2. Потери в магнитопроводе

Переменный магнитный поток, проходя по магнитопроводу, разогревает его. Связано это, как мы уже говорили, с активными потерями, которые возникают при перемагничивании магнитопровода. В практических расчетах нет никакого смысла считать эти потери отдельно по всем составляющим.

Интересующиеся тонкостями смогут почерпнуть необходимые теоретические сведения в [1] и [7].

Приведем достаточный для практики расчет суммарных потерь, в который войдут потери на вихревые токи и потери на гистерезис:

$$P_{\Pi} = P_{SP} V_m f,$$

где P_{SP} — суммарные удельные потери, $\frac{Bm}{m^3 \Gamma_4}$;
 V_m — объем магнитопровода;
 f — рабочая частота.

Для маломощных источников эти потери можно не считать вообще, для источников средней мощности достаточно оценить их по приведенной простой формуле.

2.3. Реальность вносит корректизы

До сих пор мы рассматривали катушку индуктивности, не имеющую паразитных параметров. В маломощных источниках питания паразитные параметры правильно изготовленных индуктивных элементов пренебрежимо малы. Но когда разрабатывается мощный источник (более 1 кВт), резонансные колебания, вызываемые паразитными параметрами, могут сильно ухудшить надежность схемы или даже вывести ее из строя. Начинающему разработчику не стоит сразу браться за разработку мощной техники, но если он твердо решил это сделать, ему не обойтись без проработки ожидаемых паразитных параметров и анализа последствий их воздействия.

В последнее время широко применяются компьютерные методы моделирования внутренних схемотехнических процессов с помощью программ PSpice, MicroCap, DesignLab, Electronic WorkBench и др. Пользоваться ими не очень сложно, в то же время они зачастую позволяют обойтись без дорогостоящего «живого» макетирования. Для схемотехнического моделирования сегодня не существуют препятствия в виде множества неучтенных паразитных параметров. Поэтому разберем реальный индуктивный элемент, чтобы разработчику было легче создавать его математическую модель. Эквивалентная схема дросселя с паразитными параметрами представлена на рис. 2.4.

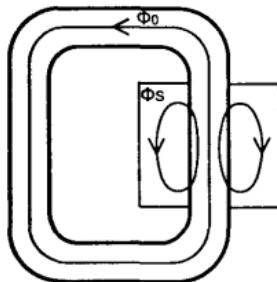
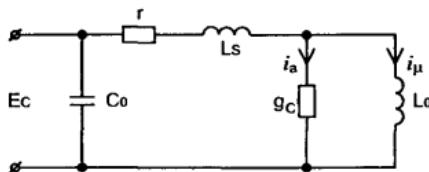


Рис. 2.4. Эквивалентная схема дросселя с учетом паразитных параметров

Проницаемость реального ферромагнитного материала конечна, поэтому не весь магнитный поток замыкается в магнитопроводе. Часть потока проходит в воздухе (Φ_s). Этую часть магнитного потока называют **потоком рассеяния**.

Ток в реальной катушке имеет две составляющих:

- индуктивный ток намагничения i_μ , создающий магнитную индукцию B ;
- активный ток i_a , учитывающий потери в магнитопроводе.

Имеются также активное сопротивление провода r и межвитковая емкость C_0 .

Элементы схемы замещения катушки могут быть посчитаны следующим образом:

а) индуктивность L_0 определяется по ранее выведенной формуле для индуктивности идеальной катушки. Мы знаем, что при высокой магнитной проницаемости магнитопровода изменение его конфигурации (к примеру, замена тороидального на Ш-образный) при неизменных I_{cp} и S мало сказывается на магнитном потоке. Поэтому формулу можно использовать для большинства известных замкнутых магнитопроводов;

б) проводимость потерь (величина, обратная сопротивлению) определяется по суммарной мощности потерь:

$$g_c = \frac{P_\Pi}{E_C^2};$$

в) при определении активного сопротивления обмотки r длину провода подсчитывают приближенно, умножая число витков в катушке на длину ее среднего витка:

$$r = \frac{w\rho_m l''_{cp}}{S_{np}},$$

где ρ_m — удельное сопротивление материала провода (меди);

l''_{cp} — длина среднего витка катушки;

S_{np} — площадь поперечного сечения провода;

г) индуктивность рассеяния L_s рассчитывают по приближенной оценочной формуле

$$L_s = \mu_0 \frac{l''_{cp}}{h_h} w^2 \Delta,$$

где h_h — высота намотки;

Δ — толщина намотки;

д) распределенную емкость обмотки C_0 подсчитывают также по приближенной формуле:

$$C_0 = 1,6 \cdot 10^{-11} \sqrt[3]{V_m^2},$$

где V_m — объем магнитопровода, см³;
 C_0 — емкость обмотки, Ф.

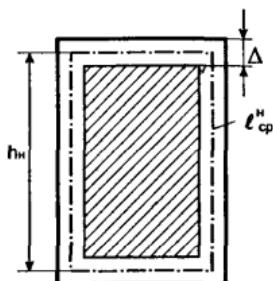


Рис. 2.5. К расчету индуктивности рассеяния дросселя

2.4. Как работает трансформатор

Казалось бы, кто не знает ответ на этот вопрос? Помните, как ответил на него студент из известного народного анекдота? Коротко и просто: «У-у-у-у...» Возможно, для будущего юриста такие познания в области электротехники простительны, но для разработчиков импульсной техники этих знаний явно недостаточно. Давайте вместе разберемся в этом вопросе. Действительно, при кажущейся простоте далеко не все даже опытные инженеры имеют здесь полную ясность.

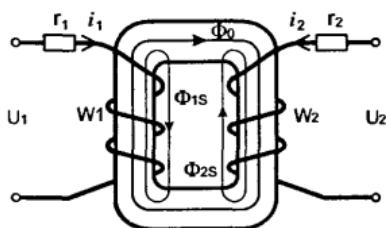


Рис. 2.6. Двухобмоточный трансформатор

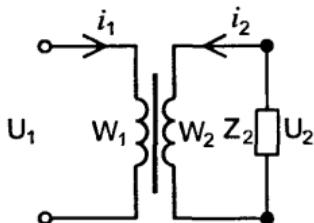


Рис. 2.7. Условное обозначение трансформатора

Итак, рассмотрим внимательно рис. 2.6 и рис. 2.7. Мы видим, что магнитопровод трансформатора пронизывается магнитными потока-

ми, создаваемыми первичной и вторичной обмотками (w_1 и w_2 на рис. 2.6). Классифицируем эти потоки:

- Φ_0 — основной (рабочий) магнитный поток, сцепляющийся со всеми витками первичной и вторичной обмоток;
- Φ_S — потоки рассеяния, сцепляющиеся только с соответствующими обмотками.

Обмоточные провода имеют активные сопротивления r_1 и r_2 .

Используя знакомый нам закон электромагнитной индукции, а также правило равновесия напряжений и токов в электрической цепи, запишем уравнения, позволяющие определить токи первичной и вторичной обмоток:

$$U_1 = r_1 i_1 + L_{S1} \frac{di_1}{dt} + w_1 \frac{d\Phi_0}{dt},$$

$$-w_2 \frac{d\Phi_0}{dt} = r_2 i_2 + L_{S2} \frac{di_2}{dt} + U_2.$$

Внимание! Записанные уравнения имеют три неизвестных, поэтому нам не удастся найти их решение, пока мы не введем третье, дополнительное уравнение. В качестве третьего уравнения удобно записать условие намагничения магнитопровода. Вспоминаем теорему о циркуляции: намагничающий поток Φ_0 — это общий поток, создаваемый токами i_1 и i_2 , следовательно, они должны быть уравновешены током i_0 , складывающимся из тока намагничения и активной составляющей потерь в магнитопроводе:

$$i_1 w_1 + i_2 w_2 = i_0 w_1.$$

Физический смысл тока i_0 можно уяснить, предположив, что во вторичной обмотке отсутствует ток, то есть трансформатор работает в режиме «холостого хода». Тогда:

$$i_1 = i_0.$$

Взгляните на рис. 2.8, — в данном случае мы пришли к схеме замещения реального дросселя. Действительно, трансформатор с разомкнутой вторичной обмоткой представляет собой обычновенный дроссель. Ток первичной обмотки в этом случае называется **током холостого хода**.

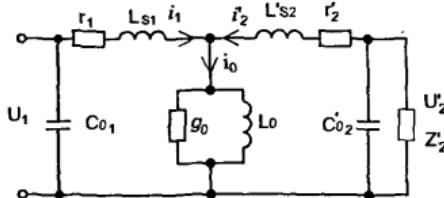


Рис. 2.8. Эквивалентная схема трансформатора

Для анализа нагруженного режима трансформатора (то есть такого режима, когда во вторичной обмотке течет ток) введем понятие коэффициента трансформации:

$$n = \frac{w_2}{w_1}.$$

Замечено, что анализировать нагруженный режим трансформатора в чистом виде, с реальными напряжениями и токами крайне неудобно. В конце концов, нам интереснее рассматривать трансформатор со стороны одной из обмоток, изучать влияние, скажем, нагрузки вторичной обмотки на ток первичной. Выручает прием приведения параметров эквивалентной схемы к одной из обмоток. Опуская преобразования, с которыми можно познакомиться, например, в [7], мы получаем связь между реальными параметрами трансформатора и элементами эквивалентной схемы. Вот теперь мы можем без труда составить картину о происходящем в первичной обмотке.

Таблица 2.2

Индуктивность рассеяния	$L'_{S2} = \frac{L_{S2}}{n^2}$
Сопротивление провода обмотки	$r'_2 = \frac{r_2}{n^2}$
Сопротивление нагрузки (допускается любой характер нагрузки)	$Z_2 = \frac{Z_2}{n^2}$
Напряжение	$U'_2 = \frac{U_2}{n}$
Ток	$i'_2 = n i_2$

Примечание. Для пересчета во вторичную обмотку элементов первичной обмотки используются другие соотношения (табл. 2.3).

Таблица 2.3

Индуктивность рассеяния	$L'_{S1} = n^2 L_{S1}$
Сопротивление провода обмотки	$r'_1 = n^2 r_1$
Индуктивность намагничения	$L'_0 = n^2 L_0$
Проводимость потерь в сердечнике	$g'_c = \frac{g_c}{n^2}$
Напряжение	$U'_1 = U_1 n$
Ток	$i'_1 = \frac{i_1}{n}$

Читатель может задать вопрос: «Какую практическую пользу имеют все эти выражения?» Вопрос резонный — пора качественно оценить результаты.

Давайте упростим задачу до крайности — сделаем наш трансформатор почти идеальным:

- исключим емкости обмоток C_1 и C_2 ;
- исключим активные сопротивления r_1 и r_2 .

Все упрощения отражены на рис. 2.9.

Нагрузим вторичную обмотку сопротивлением Z_2' . Внутри этого сопротивления, разумеется, может быть довольно сложная схема, состоящая из резисторов, индуктивностей, емкостей. Но для нас сейчас это неважно, поэтому мы рисуем ее прямоугольником, обозначая некое эквивалентное активно-реактивное сопротивление Z .

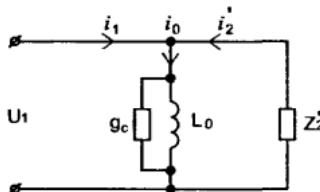


Рис. 2.9. Упрощенная эквивалентная схема трансформатора

Хорошо видно, что

$$-i_2 = i_1 - i_0.$$

Внимание! Ненагруженный трансформатор, как мы установили ранее, имеет в первичной обмотке только ток холостого хода $i_0 = i_1$. Как только вторичная обмотка трансформатора начинает нагружаться, ток i_1 становится больше тока i_0 — к нему начинает добавляться ток i_2 , пересчитанный в первичную обмотку. Вообще в реальном нагруженном трансформаторе невозможно отделить ток холостого хода от тока первичной обмотки. Нам просто удобно считать, что ток холостого хода в нагруженном режиме никуда не пропадает, просто к нему «в компанию» добавляется ток реакции вторичной обмотки.

Еще один важный вывод, который стоит запомнить. Когда мы рассматривали дроссели, было замечено, что фаза напряжения на выводах и фаза тока через обмотку разнесены во времени на четверть периода (нуль напряжения совпадает с максимумом тока и наоборот), — индуктивность, как говорят электротехники, «крутит фазу». В трансформаторе все иначе, хотя он имеет индуктивные элементы в своем составе. Фаза электрического напряжения на первичной обмотке чистовенно передается во вторичную цепь. Попробуем провести такой эксперимент — нагрузить вторичную обмотку чисто активным сопротивлением. Мы заметим, что для нашего идеального трансформатора напряжение на активном сопротивлении, а значит, и ток будут совпадать по фазе с напряжением, приложенным к первичной обмотке. Эквивалентная схема дает нам возможность без труда понять, что происходит в этом случае: мы как бы увеличили наше активное сопротивление в $1/n^2$ раз (в соответствии с правилами пересчета), а затем включили его непосредственно в питающую сеть.

На схемах у трансформаторов всегда обозначают «начала» и «концы» обмоток. «Начало» принято помечать точкой, как показано на рис. 2.10. Эти точки обозначают «+» ЭДС, приложенных к обмоткам или возникающих на них. Вообще фазировка обмоток — важное дело, с которым нам придется еще не раз столкнуться «лицом к лицу».

Многообмоточный трансформатор можно представить на эквивалентной схеме как множество параллельно соединенных нагрузок, пересчитанных в первичную обмотку, причем каждая — через свой коэффициент трансформации. Эквивалентная схема многообмоточного трансформатора приведена на рис. 2.11.



Рис. 2.10. Условное обозначение фазировки обмоток трансформатора

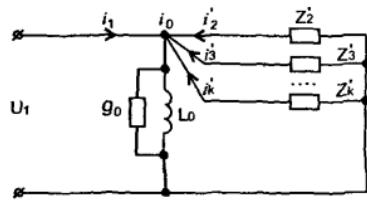


Рис. 2.11. Упрощенная эквивалентная схема многообмоточного трансформатора

Общую индуктивность рассеяния трансформатора, приведенную к его первичной обмотке, рассчитывают по приближенной формуле:

$$L_{Smm} = \mu_0 \frac{l_{cp}^n}{h_n} w_1^2 \left(\Delta_{12} + \frac{\Delta_1 + \Delta_2}{3} \right),$$

где Δ_{12} — толщина зазора между первичной и вторичной обмотками;
 Δ_1, Δ_2 — толщина соответственно первичной и вторичной обмоток.

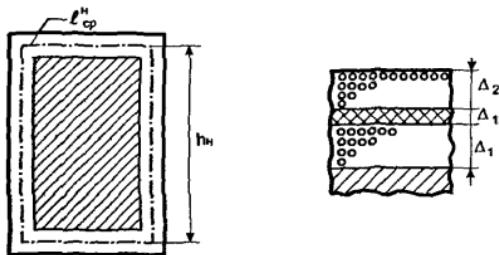


Рис. 2.12. К расчету индуктивности рассеяния двухобмоточного трансформатора

Нужно учесть, что

$$L_{Smm} = L_{S1} + L'_{S2}.$$

Линейные размеры можно подставлять в миллиметрах, тогда индуктивность получим в миллигерцах.

Полная приведенная к первичной обмотке емкость трансформатора:

$$C_0 = C_{01} + C'_{02} = 1,26 \cdot 10^{-11} \sqrt[3]{V_m} \left[3,2 \left(\frac{w_2}{w_1} \right)^2 + 1,26 \sqrt[3]{V_m} \left(1 - \frac{w_2}{w_1} \right)^2 \right].$$

Объем магнитопровода V_m нужно подставлять в см^3 , тогда емкость получим в фарадах.

Об определении активного сопротивления обмоток было сказано в разделе, посвященном дросселям и катушкам индуктивности.

2.5. О габаритной мощности и КПД

Последний вопрос, который нам осталось рассмотреть в главе, посвященной основам работы индуктивных элементов, — это вопрос передачи трансформаторами электрической мощности из первичной обмотки во вторичную.

Как известно, идеальный трансформатор передает мощность без потерь. В реальном трансформаторе, конечно, появляются потери, которые следует вычесть из полезной мощности, передаваемой во вторичную обмотку:

$$i_1 U_1 = i_2 U_2 + P_n^\Sigma ,$$

где P_n^Σ — суммарные потери в трансформаторе.

Поэтому очень важно определить габариты трансформатора так, чтобы его поверхность оказалась достаточной для передачи мощности потерь в виде тепла в окружающую среду. Будем считать, что суммарные потери невелики.

Итак, полная мощность, подводимая к первичной обмотке трансформатора, без учета потерь в нем:

$$VA_1 = U_1 i_1 = 4k_\phi f w_1 S B i_1 .$$

Полная мощность, отдаваемая трансформатором в нагрузку, есть сумма полных мощностей всех вторичных обмоток:

$$VA_2 = \sum_{i=2}^k U_i i_i = 4k_\phi f S B \sum_{i=2}^k w_i i_i .$$

Габаритная мощность трансформатора определяется как полусумма габаритных мощностей его первичной и вторичной обмоток:

$$VA_{mp} = 0,5(VA_1 + VA_2) = 2k_\phi f S B \sum_{i=1}^k w_i i_i .$$

Плотность тока j (плотность тока определяется как ток, приходящийся на 1 мм² поперечного сечения проводника) во всех обмотках трансформатора принято выбирать примерно одинаковой:

$$i_i = S_{np}^i j,$$

где S_{np}^i — сечение провода i -й обмотки.

Таким образом,

$$VA_{mp} = 2 k_F f S B S_m j,$$

где S_m — сечение всей меди.

В окно, имеющее площадь S_o , можно заложить провод общей площадью $S_m < S_o$. Введем коэффициент заполнения окна медью, как показано на рис. 2.13:

$$\sigma = \frac{S_m}{S_o}.$$

Типичное рекомендуемое значение $\sigma = 0,15—0,4$.

С учетом этого

$$VA_{mp} = 2 k_F f S S_o B j \sigma.$$

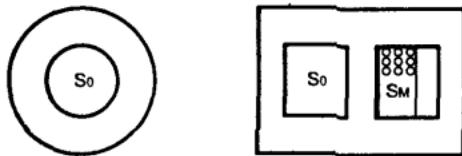


Рис. 2.13. К расчету габаритной мощности

Как видно, габаритная мощность трансформатора для конкретного типа магнитопровода не может быть выбрана бесконечно большой, поскольку ее ограничивают величина максимальной магнитной индукции B и плотность тока в обмотках j .

Почему мы вынуждены ограничивать плотность тока в обмотках? Поскольку обмоточные провода имеют пусты и небольшое, но активное сопротивление, ток, протекающий по ним, выделяет на активном сопротивлении тепло, разогревает провода. Чтобы не происходил разогрев обмоток выше допустимых норм, плотность тока нужно ограничить на уровне 4-5 А/мм². Практически это означает, что разработчик должен выбрать соответствующее сечение провода.

Еще одна интересная особенность габаритной мощности — ее зависимость от частоты. При повышении частоты масса трансформатора, питающего одну и ту же нагрузку, снижается. Поэтому при проектировании источника питания, если позволяет элементная база, лучше стремиться к повышению рабочей частоты источника питания. В то же время «поднимать» частоту слишком высоко не рекомендуется — с ростом частоты, как мы знаем, растут и потери в магнитопроводе. Соответственно потребуется снижение допускаемой магнитной индукции B .

Произведение SS_o — важный параметр, приводимый во многих справочниках для стандартных типоразмеров магнитопроводов для ускорения практических расчетов. Мы видим, что одному значению габаритной мощности могут соответствовать разные значения S и S_o . Трансформатор с большим окном и маленьким поперечным сечением потребует для обмоток много провода, а трансформатор с малым окном и большим поперечным сечением получится громоздким. По опыту, наиболее удачными получаются трансформаторы с близкими S_o и S .

Импульсные источники электропитания характеризуются высоким (порядка 90—95%) коэффициентом полезного действия (КПД). По этой величине можно легко оценить качество источника, прикинуть его тепловой режим. Поэтому разработчику импульсной техники важно уметь оценивать КПД составных частей источника.

Для трансформатора:

$$\eta = \frac{P_n}{P_n + P_n + i_2^2 r_{mp}},$$

где P_n — мощность, отдаваемая в нагрузку;

P_n — общие потери в магнитопроводе (мы уже знаем, как их вычислять);

i_2 — ток вторичной обмотки;

$r_{mp} = r_2 + n^2 r_1$ — сопротивление обмоток, приведенное к вторичной обмотке.

КПД многообмоточного трансформатора:

$$\eta = \frac{\sum_{i=2}^k P_i}{\sum_{i=2}^k P_i + \sum_{i=1}^k i_i^2 r_{mp}^i + P_n}.$$

Ясно, что нужно просто просуммировать активные потери по всем обмоткам.

При правильном выборе материала магнитопровода, типоразмера, аккуратном изготовлении, КПД трансформатора должен получиться высоким (около 98%), поэтому радиолюбителю можно только для интереса посчитать КПД своего детища. Профессиональному разработчику расчет КПД трансформатора может потребоваться для указания его в технических условиях.

На этом закончим наше первое знакомство с трансформаторами. Мы вернемся к их расчету в главе, посвященной проектированию высокочастотных двухтактных преобразователей. А сейчас разберем еще один немаловажный специальный вопрос.

3. «Зачем он нужен, этот зазор?»

Остаточная индукция и методы ее снижения

...Готовлюсь к походу. Сам понимаешь, в лесу розетку взять негде, вот я и делаю преобразователь для питания люминесцентки. Рассчитал по методе транс, на колечке ферритовом, сделал. Жутко греется транзистор, а то и вообще горит. Не понимаю — то ли я в расчетах ошибся, то ли еще что...

Из переписки

3.1. Работа индуктивных элементов в условиях однополярных токов

Мы посвятили этому вопросу отдельную главу, поскольку начинающие разработчики импульсной техники, взявшись за проектирование так называемых однотактных схем, проясняют его зачастую слишком поздно, когда дым от сгоревшего силового транзистора уже рассеялся.

Рассмотрим электромагнитное изделие, изображенное на рис. 3.1.

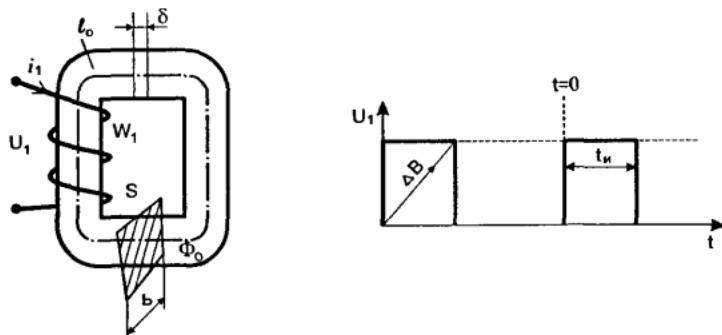


Рис. 3.1. К расчету влияния зазора

В данном случае для нас не принципиально, что мы исследуем — трансформатор, или дроссель. Пусть имеется замкнутый магнитопровод, на котором размещена обмотка w_1 . На эту обмотку подается напряжение U_1 в виде однополярных импульсов длительностью t_u . По-

перечное сечение магнитопровода — S , а материал магнитопровода является ферромагнетиком, то есть характеризуется гистерезисом, условно изображенном на рис. 3.2.

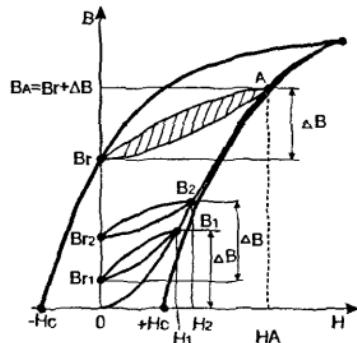


Рис. 3.2. Цикл перемагничивания ферромагнетика в условиях однополярных токов

По закону электромагнитной индукции напряжение, приложенное к обмотке w_1 , уравновешивается возникающей ЭДС:

$$U_1 = w_1 \frac{d\Phi_0}{dt} = w_1 S \frac{dB}{dt}$$

или, что то же самое:

$$dB = \frac{1}{w_1 S} U_1 dt .$$

Проинтегрируем это выражение:

$$B(t) = \frac{1}{w_1 S} \int_0^t U_1 dt + B(0) .$$

Внимание! В формуле появляется начальное значение индукции $B(0)$, соответствующее моменту времени $t = 0$. Нам интересно оценивать не само значение индукции, а ее приращение, то есть относительное изменение:

$$\Delta B(t) = B(t) - B(0) = \frac{1}{w_1 S} \int_0^t U_1 dt .$$

Поскольку напряжение U_1 имеет форму, изображенную на рис. 3.1, интегрирование этого выражения приводит к очень простому результату:

$$\Delta B(t) = \frac{U_1 t}{w_1 S}.$$

То есть индукция в момент действия импульса линейно нарастает и к моменту окончания импульса будет:

$$\Delta B(t_u) = \frac{U_1 t_u}{w_1 S}.$$

Теперь наглядно рассмотрим процесс намагничения магнитопровода (рис. 3.2). Пусть до подачи первого импульса магнитопровод находился в полностью размагниченном состоянии ($B = 0, H = 0$). При воздействии первого импульса точка А перемещается по основной кривой намагничения, и в момент окончания импульса индукция достигает значения B_1 , равного ΔB . По достижении индукцией значения B_1 напряженность в это же время достигает значения H_1 . После окончания импульса напряжения намагничивающий ток в первичной обмотке и напряженность магнитного поля в магнитопроводе упадут до нуля. Однако вследствие гистерезиса точка А не вернется в начало координат. Двигаясь по нисходящей ветви некоторого частного гистерезисного цикла, она достигает положения, определяемого остаточной индукцией B_{r1} и $H = 0$.

При воздействии следующего импульса индукция в магнитопроводе должна увеличиться сначала снова на ΔB и к моменту окончания второго импульса будет иметь новое значение $B_2 = B_{r1} + \Delta B$. Поэтому при воздействии второго импульса точка А перемещается по восходящей ветви частного гистерезисного цикла на участке $B_{r1} - B_1$, а затем — по основной кривой намагничения до точки B_2 .

По окончании импульса с уменьшением намагничивающего тока точка А по нисходящей ветви нового частного гистерезисного цикла $B_2 - B_{r2}$ займет положение $B = B_{r2}, H = 0$. При этом $B_{r2} > B_{r1}, B_2 > B_1, H_2 > H_1$.

Процесс будет продолжаться до тех пор, пока точка А не достигнет положения $B = B_r, H = 0$. При воздействии всех последующих импульсов точка А будет перемещаться по ветвям частного

пределного несимметричного гистерезисного цикла, отмеченного на рис. 3.2 штриховкой. Именно этот цикл и характеризует электромагнитные процессы в магнитопроводе, протекающие под воздействием однополярных импульсов напряжения. О чём это говорит? Чем выше для конкретного материала величина остаточной индукции при равной величине индукции насыщения, тем меньше возможное приращение индукции, тем менее эффективно используется магнитопровод.

Для работы в данном режиме следует выбирать материалы, обладающие как можно меньшей остаточной индукцией, как можно большей индукцией насыщения и минимальной напряженностью магнитного поля, при которой достигается насыщение ферромагнетика. К сожалению, характеристики реальных материалов таковы, что даже у самых лучших представителей класса ферромагнетиков остаточная индукция примерно равна половине индукции насыщения. Поэтому необходимо пользоваться другими методами снижения остаточной индукции.

3.2. Методы снижения остаточной индукции

Еще раз обратим внимание на рис. 3.1. Предположим, что мы разрезали магнитопровод, то есть ввели в него воздушный зазор δ , достаточно малый по сравнению с длиной средней линии I_0 , а также с линейными размерами сечения магнитопровода. Поскольку величина зазора небольшая, магнитное поле в нем можно считать однородным в силу непрерывности магнитного потока (сколько силовых линий «вошло», столько и «выйти» должно):

$$\Phi_0 = \Phi_\delta \quad \text{или} \quad B_0 S_0 = B_\delta S_\delta .$$

Понятно, что $S_0 = S_\delta = S$, тогда $D_0 = B_\delta = B$.

Магнитная индукция и в зазоре, и в магнитопроводе остается постоянной, следовательно, должна меняться напряженность. Чтобы наглядно увидеть это, воспользуемся теоремой о циркуляции H :

$$i_1 w_1 = H_0 I_0 + H_\delta \delta ,$$

где H_0 — напряженность магнитного поля в магнитопроводе;

H_δ — то же самое, но в зазоре;

δ — величина зазора.

Также мы знаем, что

$$H_0 = \frac{B}{\mu \mu_0} \quad \text{и} \quad H_\delta = \frac{B}{\mu_0},$$

отсюда

$$i_1 w_1 = \frac{Bl_0}{\mu_0} \left(\frac{1}{\mu} + \frac{\delta}{l_0} \right).$$

Для $\mu > 1000$ и отношению протяженности зазора к длине средней линии не более 1:200 делаем неожиданное заключение:

$$i_1 w_1 \approx \frac{Bl_0}{\mu_0} \left(\frac{\delta}{l_0} \right).$$

Обозначим:

$$\frac{\delta}{l_0} = \frac{1}{\mu_c} \quad \text{эквивалентная проницаемость сердечника с зазором.}$$

Мы приходим к важному выводу, широко использующемуся на практике: введение зазора снижает эквивалентную проницаемость сердечника, и она становится приблизительно равной отношению длин средней линии и зазора (естественно, проницаемость сердечника должна быть высокой). В практических расчетах в качестве l_0 можно брать длину средней линии прямо из справочника, не вычитая из нее длину зазора. Погрешность такого допущения будет крайне маленькой.

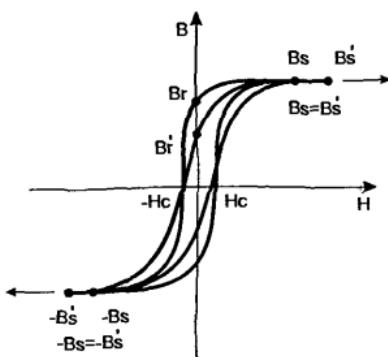


Рис. 3.3. Влияние зазора на величину остаточной индукции

Что происходит с гистерезисным циклом магнитопровода, в который введен зазор? Воспользовавшись результатами расчетов, приведенных в [10], построим качественную картину. Как мы видим из рис. 3.3, гистерезисный цикл без воздушного зазора — это линия $-B_s$, $-H_c$, $+B_s$, $+H_c$. Преобразованный цикл магнитопровода с зазором — линия $-B'_s$, $-H'_c$, $+B'_s$, $+H'_c$. Мы как бы растягиваем петлю гистерезиса в направлении стрелок. При растяжении она разворачивается вокруг точки «0», а остаточная индукция спускается вниз, занимая положение B'_r , что значительно меньше B_r .

Вообще, как показывают исследования, можно выбрать протяженность зазора таким образом, что проницаемость μ_c не снизится на порядок по сравнению с μ . Такие зазоры принято называть **оптимальными**. Однако размеры оптимальных зазоров составляют сотые доли миллиметра, что, конечно, вызывает значительные трудности при их изготовлении, да и температурная стабильность таких крохотных зазоров невысока. Нагреваясь, сердечник расширяется, поэтому зазор начинает «плыть». В реальных индуктивных элементах зазор снижает проницаемость сердечника, и с этим приходится мириться. Принято считать, что во сколько раз снизилась проницаемость благодаря введению зазора, во столько же раз упала и величина остаточной индукции.

Разработаны и более эффективные методы снижения остаточной индукции без потери магнитопроводом проницаемости, например, введение дополнительной размагничивающей обмотки, называемой **рекуперационной**. Это техническое решение можно увидеть в блоках строчной развертки телевизоров. Поскольку для нормального функционирования электронно-лучевой трубы необходимо иметь напряжение величиной в десятки киловольт, разработчики вынуждены бороться за сохранение высокой проницаемости магнитопровода строчного трансформатора, чтобы снизить общее количество витков вторичной обмотки. Рекуперационный метод хорошо описан в литературе, поэтому интересующиеся смогут разобраться в нем самостоятельно. Мы не будем рассматривать принцип рекуперации, поскольку он почти не используется в источниках электропитания и не поддержан массовой элементной базой.

Существуют еще более сложные методы снижения остаточной индукции, такие, как, например, введение симметрирующих обмоток, специальных бандажей и др. Современный разработчик едва ли будет обращаться к ним за помощью.

4. «Старый добрый биполярный»

Особенности работы биполярных транзисторов в ключевом режиме

...Что-то никак не могу я понять, что происходит: подаю я в базу мощного транзистора приличные прямоугольники, а на выходе получаю ерунду — фронт завален, спад здорово затянут. То ли транзистор открываться не хочет быстро, то ли закрываться ему что-то не дает...

Из переписки

4.1. Основы основ

Не случайно импульсные источники часто называют ключевыми. Все дело в том, что их основной регулирующий элемент работает в так называемом ключевом режиме. То есть сопротивление ключа становится то бесконечно большим, то близким к нулевому. Конечно, механические контакты (например, реле) не подойдут для проектирования импульсных источников, поэтому их с успехом заменяют электронными приборами — транзисторами. Однако, как любой неидеальный элемент, транзистор имеет ограниченные возможности. Чтобы спроектировать надежную схему импульсного источника, нужно хорошо представлять себе эти ограничения.

Биполярный транзистор уже давно используется в импульсных источниках электропитания, поэтому мы не будем подробно рассматривать особенности его работы в ключевом режиме, а кратко пробежимся по необходимым для практики сведениям.

Как известно, свойства транзистора как усилителя тока описываются следующим уравнением:

$$i_k = h_{2I} i_b ,$$

где h_{2I} — коэффициент усиления по току;

i_b — ток базы;

i_k — ток коллектора.

Линейная область работы транзистора хороша тем, что позволяет, регулируя сравнительно небольшой ток базы, тем не менее управлять значительным током нагрузки, расположенной в коллекторе транзистора. Максимальный ток коллектора, который можно получить в классической схеме с коллекторной нагрузкой, равен:

$$i_k^{\max} = \frac{U_n}{R_K}.$$

Максимальному току коллектора соответствует максимальный ток базы i_b^{\max} . Дальнейшее увеличение тока базы не приведет к увеличению тока коллектора, поскольку транзистор уже находится в состоянии, пограничном с состоянием насыщения.

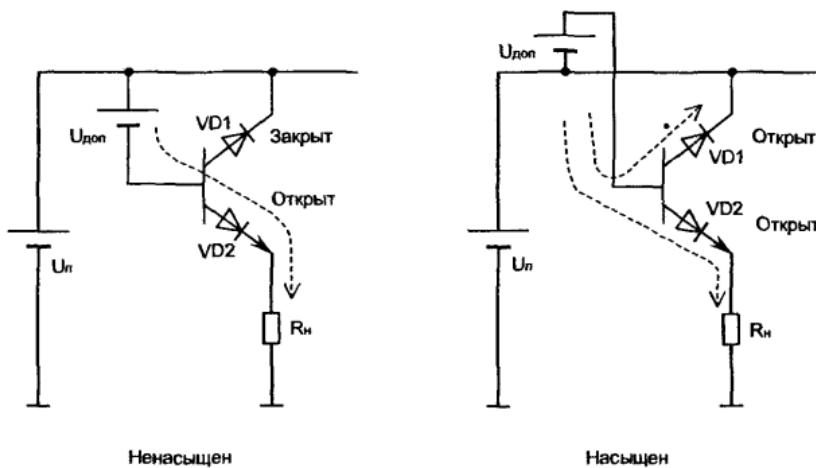


Рис. 4.1. Модель биполярного транзистора в ключевом режиме

Что такое состояние насыщения лучше всего пояснить, представив транзистор в виде двух диодов (рис. 4.1). В ненасыщенном состоянии диод VD1 закрыт. В состояние насыщения транзистор можно перевести, «подняв» потенциал базы выше потенциала коллектора с помощью, например, дополнительного источника напряжения U_{don} . В этом случае произойдет отпирание диода VD2 и транзистор перейдет в состояние насыщения. В принципе, пограничное состояние тоже используется в импульсной технике, но оно менее желательно, по-

скольку потери мощности на ключевом элементе больше, а значит, КПД преобразователя ниже возможного предела.

Насыщение транзистора принято оценивать **коэффициентом насыщения**. Коэффициент насыщения — это отношение максимального тока базы в пограничном режиме к реальному току, подаваемому в базу в насыщенном состоянии. Само собой разумеется, что значение коэффициента всегда больше единицы. Коэффициент насыщения задается разработчиком импульсного источника, исходя из рекомендаций по проектированию. От его величины зависят динамические характеристики схемы, о чём мы скажем ниже.

$$q_{\text{нас}} = \frac{i_b}{i_b^{\max}} > 1.$$

Чем сильнее будет насыщен транзистор, тем меньшее напряжение «коллектор-эмиттер» удается получить, тем меньше будут тепловые потери. Однако чрезмерное насыщение чревато большой неприятностью — в таком состоянии база транзистора накапливает большое количество неосновных носителей, которые задерживают выключение транзистора.

Чтобы было удобно анализировать транзистор в области насыщения, заменим его следующей эквивалентной схемой. Имеется идеальный ключ, изображенный на рис. 4.2, на котором падает небольшое напряжение $U_{k3}^{\text{нас}}$. Напряжение на насыщенном ключе в эквивалентной схеме определяется следующим образом:

$$U_{k3}^{\text{нас}} = i_k R_{\text{нас}} + E_{k3},$$

где $R_{\text{нас}}$ — активное сопротивление насыщенного ключа;

E_{k3} — источник ЭДС напряжением 0,1...0,5 В.

В справочных данных принято приводить не параметры элементов эквивалентной схемы, а значение $U_{k3}^{\text{нас}}$ при заданном токе коллектора.

Еще один режим работы транзистора, относящийся к ключевому, носит название режима **отсечки**. Перевести транзистор в режим отсечки можно приложением между базой и эмиттером обратного напряжения, тем самым «подпирая» диод VD2. В режиме отсечки транзистор можно также заменить разомкнутым ключом, схема замещения которого представлена на рис. 4.3 Транзистор в режиме отсечки

имеет близкое к бесконечному сопротивление R_{omc} и небольшой ток утечки р-п перехода i_{yp} . В справочных данных для режима отсечки приводятся обратный ток базы i_{kbo} и обратный ток коллектора i_{kco} . Обратный ток базы, стекая по базовой цепи управления, может приоткрывать транзистор, поэтому рекомендуется «подтягивать» базу к эмиттеру с помощью сопротивления R_{kbo} номиналом несколько сотен Ом, как показано на рис. 4.5.

В ключевом режиме очень важно знать время переключения из состояния отсечки в состояние насыщения и наоборот.

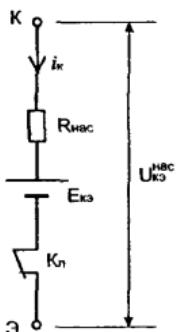


Рис. 4.2. Эквивалентная схема транзистора в режиме насыщения

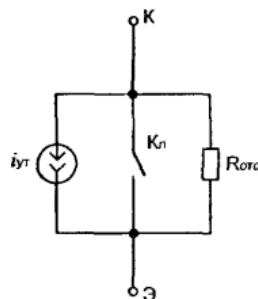


Рис. 4.3. Эквивалентная схема транзистора в режиме отсечки

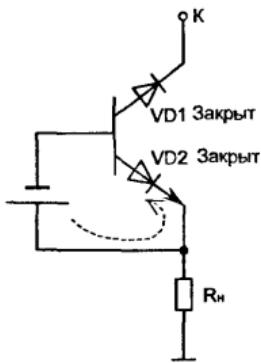


Рис. 4.4. Модель биполярного транзистора в режиме отсечки

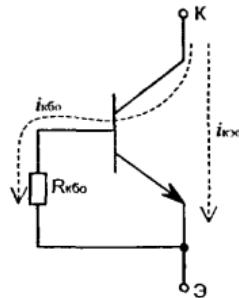


Рис. 4.5. Способ исключения самопроизвольного открытия

Рассмотрим ситуацию, когда транзистор переводится в состояние насыщения прямоугольным импульсом с идеальным фронтом. Ток коллектора, однако, достигает установившегося значения не сразу после подачи тока в базу — имеется некоторое время задержки $t_{зад}$, спустя которое появится ток в коллекторе. Затем ток коллектора плавно нарастает и после истечения времени $t_{нап}$ достигает установившегося значения.

$$t_{вкл} = t_{зад} + t_{нап},$$

где $t_{вкл}$ — время включения транзистора.

При выключении транзистора на его базу подается отрицательное напряжение, в результате чего ток базы меняет свое направление и становится равным $i_b^{вык}$. Пока происходит рассасывание неосновных носителей заряда в базе, ток не меняет своего значения. Это время называется **временем рассасывания** $t_{рас}$. После окончания процесса рассасывания происходит спад тока базы, который продолжается в течение времени t_{cn} .

$$t_{вык} = t_{рас} + t_{cn},$$

где $t_{вык}$ — время выключения транзистора.

Внимание! В течение времени $t_{рас}$ транзистор остается открытым и коллекторный ток не меняет своего значения. Спад тока коллектора начинается одновременно со спадом тока базы, и заканчиваются они почти одновременно. Графики описанных временных процессов коммутации транзистора изображены на рис. 4.6.

Как уже было сказано, время рассасывания сильно зависит от степени насыщения транзистора. Минимальное время выключения получается при пограничном режиме насыщения. Для ускорения рассасывания в базу иногда подают обратный закрывающий ток. Однако прикладывать к базе большое обратное напряжение опасно, так как может произойти пробой перехода «база-эмиттер». Максимальное обратное напряжение на базе указывается в справочниках и обычно не превышает 5...6 В.

Если к базе транзистора в процессе запирания не прикладывать обратное напряжение, а просто замыкать базу на эмиттер, такое запирание носит название **пассивного**. Конечно, при пассивном запирании время рассасывания увеличивается, но с этим мирятся, поскольку этот

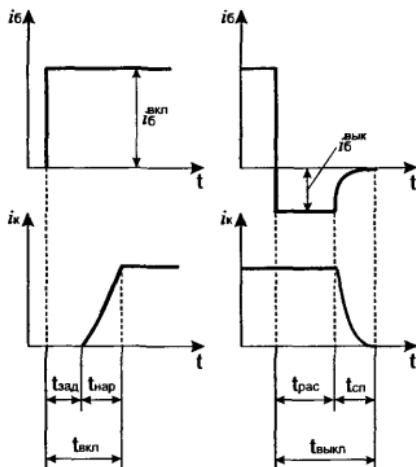


Рис. 4.6. Временные диаграммы коммутационных процессов в транзисторе

режим не требует для своей реализации дополнительных элементов, а потому широко используется в импульсной силовой схемотехнике.

В справочных данных обычно приводят времена включения, спада и рассасывания в пограничном режиме при пассивном запирании. Для наиболее быстрых силовых транзисторов время рассасывания составляет 0,1...0,5 мкс.

Коммутационные процессы в транзисторе определяют динамические потери при его переключении. Слишком большие активные потери могут перегреть транзистор, и он пробьется. Поэтому очень важно уметь прогнозировать тепловой режим транзистора. Мы подробно разберем расчет теплового режима работы транзисторов далее, а сейчас покажем, как можно определить коммутационные параметры транзистора, зная граничную частоту его работы и коэффициент насыщения:

$$\tau = \frac{1}{2\pi \cdot f_{sp}} ; \quad t_{вкл} = \tau \ln \frac{q_{нас}}{q_{нас} - 1} ;$$

$$t_{сп} = \tau \ln \frac{q_{нас} + 1}{2} ; \quad t_{вык} = 0,7\tau .$$

Данные формулы приведены для режима пассивного запирания.

4.2. Параллельное включение транзисторов

В мощных импульсных источниках питания, в ключевых цепях бывает необходимо иметь токи, которые непосильны для одиночных транзисторов, широко используется параллельное включение транзисторов. В этом случае общий ток распределяется между отдельными транзисторами. Особенность биполярных транзисторов, о которой надо знать даже радиолюбителю, это невозможность непосредственного параллельного соединения их электродов. Необходимо обязательно включать в эмиттерные цепи транзисторов небольшие резисторы, выравнивающие токи. Зачем это делается, разберем на примере.

Предположим, что мы имеем параллельное соединение двух транзисторов — VT1 и VT2. Эквивалентная схема этого соединения показана на рис. 4.7.

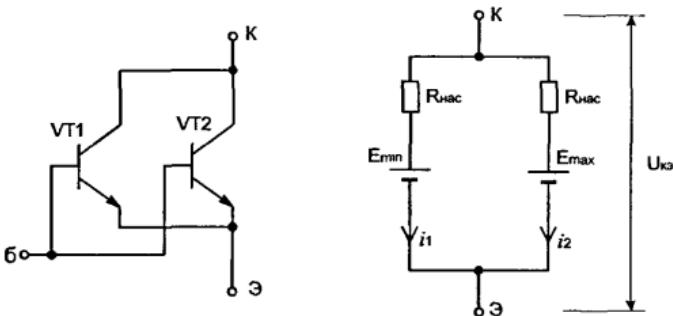


Рис. 4.7. Эквивалентная схема параллельного включения транзисторов

Пусть один транзистор имеет минимально возможный параметр $E_{min} = 0,1$ В, а второй — максимально возможный $E_{max} = 0,5$ В. Сопротивления транзисторов в открытом состоянии считаем примерно одинаковыми. Напряжение $U_{kэ}$ обычно не слишком отличается от напряжения E в состоянии насыщения. Тогда ток через VT2 будет примерно в 5 раз больше, чем ток через транзистор VT1. Другими словами, мощность, рассеиваемая на VT2, будет в 25 (!) раз больше, чем мощность, рассеиваемая на VT1. Ключ может мгновенно выйти из строя, если мы планировали распределить токи между ключами равномерно.

Чтобы избежать теплового пробоя по причине разбаланса токов, необходимо введение токовыравнивающих резисторов, пока-

занных на рис. 4.8. Рассчитаем их номиналы, исходя из следующих положений:

- значения $U_{\text{кз}}^{\text{нас}}$ справочника представляют собой предельные значения для данного типа транзистора, поэтому считаем, что нам попались «наилучший» и «наихудший» транзисторы;
- сопротивления $R_{\text{нас}}$ всех транзисторов примерно равны.

Итак, в этом случае токи в эквивалентной схеме запишутся следующим образом:

$$i_{\max} = \frac{U_{\text{кэ}} - U_{\text{кэнас}}^{\min}}{R_s}, \quad i_{\min} = \frac{U_{\text{кэ}} - U_{\text{кэнас}}^{\max}}{R_s}.$$

Разбаланс токов:

$$\Delta i = i_{\max} - i_{\min} = \frac{U_{\text{кэнас}}^{\max} - U_{\text{кэнас}}^{\min}}{R_s}.$$

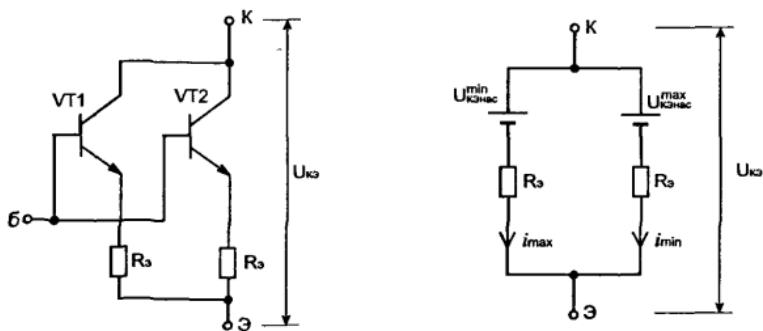


Рис. 4.8. Выравнивание силовых токов с помощью дополнительных резисторов

Таким образом, необходимо задаться допустимым разбалансом токов, проходящих через транзисторы (к примеру, 1/10 от максимального значения тока коллектора одного транзистора), и вычислить сопротивление выравнивающих резисторов.

Преимущества такого метода симметрирования токов транзисторов очевидны: нам не нужно подбирать в каждый эмиттер свой резистор, а взять одинаковый номинал:

$$R_3 = \frac{U_{\text{кэнас}}^{\max} - U_{\text{кэнас}}^{\min}}{\Delta i}.$$

Следует отметить, что на выравнивающих резисторах рассеивается дополнительная мощность, которая снижает КПД источника. Однако с этим приходится мириться, выбирать «меньшее из двух зол».

Существуют и более сложные методы симметрирования токов, использующие в качестве выравнивающих элементов специальные согласующие трансформаторы, включаемые в эмиттеры соседних пар транзисторов. Этот способ, по мнению его изобретателей, более эффективен с точки зрения КПД, но в силу сложности расчета остается за рамками данной книги. Интересующиеся могут познакомиться с ним в [21].

4.3. Так ли хорош составной транзистор?

Великий соблазн для разработчика импульсной техники состоит в использовании в силовых цепях составного Дарлингтоновского транзистора. Большинство одиночных силовых транзисторов имеют коэффициент усиления по току порядка 10...20. Если, скажем, в силовой цепи необходимо получить ток 10 А, нужно подавать в базу ток не менее 0,5...1 А. То ли дело составной транзистор! В этом случае можно обойтись и десятками миллиампер. Схема управления источником значительно упрощается, повышается ее КПД, надежность...

Примерно так размышляет начинающий разработчик, не подозревая, что как раз в такой идее заложен порок.

Автору этих строк довелось разбираться в следующей неприятной ситуации. При параллельном соединении составных транзисторов КТ834А были посчитаны по всем вышеприведенным правилам выравнивающие резисторы, однако при включении схемы происходил крайне неравномерный прогрев корпусов. Оказалось, что в данном случае пользоваться приведенной выше методикой для расчета выравнивающих резисторов нельзя.

Более тонкий расчет, основанный на анализе разброса коэффициентов усиления по току, показал, что величины выравнивающих резисторов для составных транзисторов составляют десятки Ом, что, конечно, неприемлемо для мощной схемы.

Причина столь печального вывода кроется в следующем. Вернемся к модели транзистора, состоящей из двух диодов, как показано на рис. 4.9. Транзистор VT1 мы легко можем перевести в состояние насыщения, задав потенциал его базы, как полагается, выше потенциала коллектора. В то же время потенциал базы VT2 не может стать выше потенциала коллектора. Открываясь, транзистор VT1 только «подтягивает» базу VT2 к коллектору. Следовательно, коллекторный переход не открывается, и транзистору VT2 невозможно перейти в состояние насыщения. Поэтому нужно очень аккуратно относиться к разработке управляющих цепей силовых биполярных транзисторов.

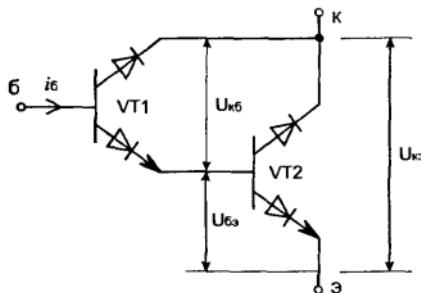


Рис. 4.9. Модель составного транзистора в ключевом режиме

Раньше, когда речь шла о больших мощностях, требуемых от импульсных источников, у разработчика не было выбора, что ему применять в качестве ключевых элементов, и он пускался на различные ухищрения, чтобы использовать биполярные транзисторы. Теперь же появилась мощная альтернатива в виде силовых полевых приборов, о которых мы поговорим в следующей главе.

4.4. Предельные режимы работы транзистора

Закончим этот раздел перечислением причин выхода из строя биполярных транзисторов. Как показывает практика, очень важно определиться с максимально допустимыми напряжениями и токами, максимальной рассеиваемой мощностью и допустимой температурой корпуса уже на стадии расчета импульсного источника питания. Справочные параметры на предельные режимы работы транзистора

обусловлены развитием в этих предельных режимах разных видов пробоя:

- токового (по превышению i_k^{\max});
- лавинного (по превышению $U_{\text{кз}}^{\max}$);
- по мощности (достижение максимальной температуры перехода).

Существуют два вида пробоя — первичный и вторичный. Первичный пробой обладает обратимостью, то есть после его возникновения и последующего устранения причины пробоя работоспособность транзистора восстанавливается. Вторичный пробой развивается спустя некоторое время после развития первичного пробоя. Это лавинообразный процесс, характеризующийся быстрым и неуправляемым нарастанием тока коллектора (повлиять на него с помощью тока базы уже нельзя). После завершения вторичного пробоя, сопровождающегося пиротехническими эффектами, транзистор можно смело отправлять в мусорное ведро.

Вторичный пробой отсутствует в полевых транзисторах, которые не теряют своих управляющих свойств вплоть до достижения предельных режимов и пробоя их управляемых переходов. То есть полевые транзисторы не теряют управляющих свойств.

Биполярные транзисторы ныне используются в импульсной силовой технике все реже и реже. Их место активно занимают полевые транзисторы MOSFET и комбинированные транзисторы IGBT, имеющие в этой области электронники несомненные преимущества.

5. «Когда напряжение лучше, чем ток»

Мощные полевые транзисторы MOSFET и их использование в импульсной технике

...Лежат у меня про запас штучек десять полевиков КП707. Знаешь, конечно, в новых телевизорах их в блоки питания активно ставят. Вот когда все свои биполярные спали, тогда и за полевые примусь. Интересно поэкспериментировать, посмотреть, что за зверь такой и с чем его едят...

Из переписки

5.1. Преимущества и недостатки полевых транзисторов

Полевые транзисторы сегодня широко используются во всех областях электронной техники — в усилителях, передающих устройствах, приемниках, аналоговых и цифровых микросхемах. Создано много разновидностей полевых транзисторов, разработана теоретическая расчетная база. Нас, как разработчиков импульсной техники, интересуют мощные полевые транзисторы с изолированным затвором (MOSFET).

Чем принципиально MOSFET отличается от биполярного транзистора? Как мы уже знаем, биполярный транзистор — токовый прибор. То есть управление им осуществляется при помощи тока, подаваемого в базу. Полевой транзистор внешне очень похож на транзистор биполярный. Он имеет три электрода, такой же корпус, однако уже само название электродов говорит о том, что это другой тип силового прибора. Управление транзистором осуществляется через **затвор**, который намеренно изолирован от силового р-п перехода тонким слоем окисла, следовательно, сопротивление постоянному току цепи управления очень велико. Условное обозначение транзисторов MOSFET показано на рис. 5.1.

Внимание! Полевой транзистор — не токовый, а **потенциальный** прибор. Для того чтобы перевести транзистор из открытого состояния в закрытое и наоборот, нужно приложить к затвору, относи-



Рис. 5.1. Условное обозначение транзисторов MOSFET

тельно истока, напряжение. При этом ток в цепи затвора практически отсутствует: транзистору не нужен ток. Поддержание открытого состояния осуществляется **электрическим полем**. В дальнейшем мы узнаем, что в момент открытия или закрытия ток в цепи затвора все же течет, но этот процесс занимает очень незначительный промежуток времени.

Первое преимущество полевого транзистора очевидно: поскольку он управляет не током, а напряжением (электрическим полем), это значительно упрощает схему и снижает затрачиваемую на управление мощность.

Второе преимущество полевого транзистора можно обнаружить, если вспомнить, что в биполярном транзисторе, помимо основных носителей тока, существуют также и неосновные, которые прибор «набирает», благодаря току базы. С наличием неосновных носителей связано хорошо нам знакомое **время рассасывания**, что в конечном итоге обуславливает задержку выключения транзистора. В полевых транзисторах нет неосновных носителей, поэтому они могут переключаться с гораздо более высокой скоростью.

Третье преимущество обусловлено повышенной **термоустойчивостью**. Рост температуры полевого транзистора при подаче на него напряжения приведет, согласно закону Ома, к увеличению сопротивления открытого транзистора и, соответственно, к уменьшению тока. Поведение биполярного транзистора более сложно, повышение его температуры ведет к увеличению тока. Это означает, что биполярные транзисторы не являются термоустойчивыми приборами. В них может возникнуть очень опасный саморазогрев, который легко выводит транзистор из строя.

Термоустойчивость полевого транзистора помогает разработчику при параллельном соединении приборов для увеличения нагрузочной

способности. Можно включать параллельно достаточно большое число MOSFETов без выравнивающих резисторов в силовых цепях и при этом не опасаться рассимметрирования токов, что, как мы знаем, очень опасно для биполярных транзисторов. Однако параллельное соединение полевых транзисторов тоже имеет свои особенности, и об этом мы поговорим чуть позже.

Последнее преимущество полевого транзистора связано с его тепловыми свойствами — полное отсутствие вторичного пробоя. Это преимущество позволяет эффективнее использовать полевой транзистор по передаваемой мощности. На рис. 5.2 обозначены области безопасной работы мощного биполярного и полевого транзисторов, максимальные токи и напряжения которых выбраны примерно одинаковыми.



Рис. 5.2. Сравнительная характеристика областей безопасной работы полевого и биполярного транзисторов

Не следует думать, что полевой транзистор является идеальным ключевым прибором. Это далеко не так. Правильное применение полевых транзисторов имеет свои особенности, свои «подводные камни», которые разработчик обязан хорошо знать.

Во-первых, полевой транзистор в открытом состоянии имеет, пусть небольшое, но все же активное сопротивление. Это сопротивление мало только у транзисторов с допустимым напряжением «сток-исток» не более 250—300 В, то есть составляет десятки миллиом. Далее, с повышением допустимого напряжения «сток-исток», наблюдается значительный рост сопротивления в открытом состоянии. Это обстоятельство заставляет разработчика соединять приборы параллельно, ограничивать мощность, приходящуюся на один транзи-

стор, то есть работать «с недогрузкой», тщательно прорабатывать тепловой режим.

Второй недостаток полевого транзистора связан с технологией его изготовления. До настоящего времени технологически не удается изготовить мощный полевой транзистор без некоторых паразитных элементов, одним из которых является паразитный биполярный транзистор, который показан на рис. 5.3.

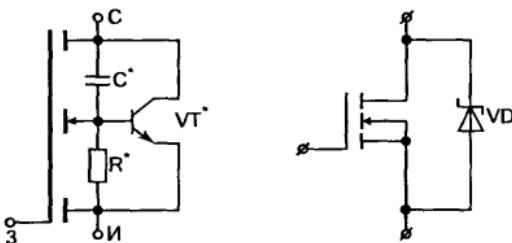


Рис. 5.3. Паразитные элементы в составе полевого транзистора

В 1997 году фирма International Rectifier предприняла попытку исключить влияние паразитного элемента посредством управления его свойствами на стадии изготовления. Фирме удалось создать приборы, которые почти не чувствуют наличие паразитных эффектов, но допустимое напряжение «сток-исток» у разработанных транзисторов пока не превышает 100 В. Надеемся, что стремительное развитие силовой элементной базы в ближайшее время изменит ситуацию.

Итак, паразитный биполярный транзистор оказывается включенным параллельно силовым электродам полевого транзистора. База биполярного транзистора подключена к технологическому основанию, на котором расположен р-п переход (называется это основание **подложкой**). Между подложкой и истоком есть некоторое омическое сопротивление R^* , между подложкой и стоком — паразитный конденсатор C^* . Емкость этого конденсатора, к счастью, невелика. Для включения паразитного транзистора может оказаться достаточным быстрый спад или рост напряжения «сток-исток», например, при коммутации токов большой величины. Чем это грозит для транзистора? В тот момент, когда мы считаем транзистор закрытым, он вновь открывается, что легко может вывести схему из строя.

Для обеспечения нормальной работы полевого транзистора необходимо исключить паразитный транзистор. Подключив на стадии изготовления технологической проводящей перемычкой подложку к истоку, мы значительно ослабим влияние этого элемента. Данная связь отражена в условном обозначении MOSFET стрелочкой. Таким простым методом гарантированно исключается опасность неконтролируемого поведения паразитного элемента.

К сожалению, вред от наличия паразитного элемента полностью исключить не удается, и вот почему. Давайте вспомним модель биполярного транзистора, состоящую из двух диодов. В результате подключения подложки к истоку в транзисторе появляется паразитный антипараллельный диод V_D , образованный переходом «база-эмиттер». Параметры этого диода производители элементной базы стремятся контролировать, однако подавляющее большинство выпускаемых на сегодняшний день полевых транзисторов имеют диоды с достаточно большим временем обратного восстановления. Про существование антипараллельного диода можно забыть, когда разрабатывается источник на базе так называемой **однотактной** схемы. Однако не учитывать влияние диода в **двухтактных** схемах нельзя. Позже мы разберем этот вопрос.

5.2. Паразитные емкости и их влияние

С большой долей уверенности можно сказать, что у читателя сложилось мнение о полевом транзисторе как о безынерционном приборе, который может переключаться практически мгновенно, — только включил напряжение на затворе, и транзистор уже открыт! В действительности полевой транзистор затрачивает некоторое время на включение, а также на выключение (хотя это время значительно меньше, чем у биполярного транзистора). В данном случае существование задержки обусловлено наличием паразитных емкостей. На рисунке 5.4 эти емкости условно показаны постоянными, чтобы не запутать читателя, когда речь пойдет о процессах переключения. На самом деле каждая емкость состоит из нескольких более мелких, с разным характером поведения. Кроме того, все эти емкости сильно зависят от напряжения между их «обкладками»: они велики при малых напряжениях и быстро уменьшаются при больших.

Чтобы гарантированно открыть транзистор, необходимо зарядить его входную емкость до напряжения 10—12 В. Сделать этот процесс достаточно быстрым — задача непростая, поскольку в любом усилительном приборе, будь то транзистор или электронная лампа, существует так называемый **эффект Миллера**. Производители транзисторов ведут борьбу с эффектом Миллера, так как подавление его оказывает самое сильное влияние на скорость переключения транзистора и в итоге на качество ключевого элемента. Знакомство с эффектом Миллера поможет лучше понять процессы, происходящие в транзисторе при управлении.

Итак, наличие эффекта Миллера обуславливается существованием емкости C_{sc} , которая является отрицательной обратной связью между входом и выходом транзистора. Сам прибор нужно рассматривать как усилительный каскад, выходной сигнал которого снимается с нагрузки в цепи стока. В таком каскаде выходной сигнал будет сдвинут по фазе относительно входного на 180° . Обратная связь C_{sc} настолько сильно уменьшает амплитуду входного сигнала, что по отношению к нему входная емкость транзистора, обозначенная на рис. 5.5, кажется больше, чем она есть на самом деле:

$$C_{ex} = C_{su} + (1 + K_y)C_{sc},$$

где $K_y = SR_u$ — коэффициент усиления каскада;

S — крутизна транзистора (величина, характеризующая полевой транзистор как усилительный элемент).

Простой расчет красноречиво свидетельствует о том, насколько неприятен эффект Миллера.

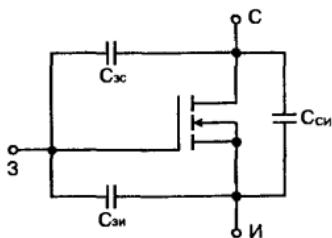


Рис. 5.4. Паразитные емкости в составе полевого транзистора

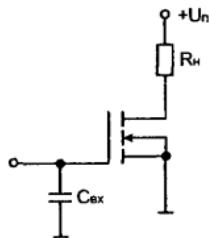


Рис. 5.5. К пояснению эффекта Миллера

Пусть $C_{zu} = 35 \text{ пФ}$, $C_{sc} = 6 \text{ пФ}$, $S = 250 \text{ мА/В}$, $R_h = 200 \Omega$.

$$C_{ex} = 35 + (1 + 50) 6 = 341 \text{ пФ (!)}$$

Мы видим, что эффект Миллера вполне способен уничтожить замечательные свойства полевого транзистора. К счастью, фирмы-производители достигли больших успехов в снижении емкости C_{sc} , так что на сегодняшний день эффект Миллера не вызывает серьезных опасений. Тем не менее терять его из вида разработчику ни в коем случае нельзя.

Итак, рассмотрим процессы, происходящие в транзисторе при его переключении. В этом нам поможет простая схема, изображенная на рис. 5.6.

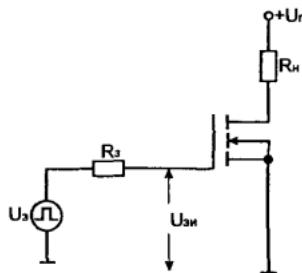


Рис. 5.6. К расчету времени коммутации транзистора

Напряжение U_3 , прикладываемое к затвору, имеет вид, изображенный на рис. 5.7. При подаче прямоугольного импульса от источника U_3 , имеющего некоторое внутреннее сопротивление R_3 , сначала происходит заряд емкости C_{zu} (участок «1» на рис. 5.7). Но транзистор в это время закрыт, — он начнет открываться только при достижении напряжения U_{zu} некоторого значения, называемого **пороговым напряжением** ($U_{gs(th)}$ в обозначениях фирмы International Rectifier). Типичное значение порогового напряжения — 2...5 В. При достижении U_{zu} порогового уровня «срабатывает» эффект Миллера, входная емкость резко увеличивается, что иллюстрируется участком «2» (на рис. 5.7). Скорость открывания транзистора замедляется. «Медленный» участок будет длиться до тех пор, пока транзистор полностью не откроется, то есть сопротивление открытого p-n перехода не достиг-

нет значения $R_{ds(on)}$. Обратная связь оборвется, транзистор потеряет свои усилительные свойства, и входная емкость снова станет равной C_{se} (участок «3» на рис. 5.7). В результате на затворе установится напряжение U_s .

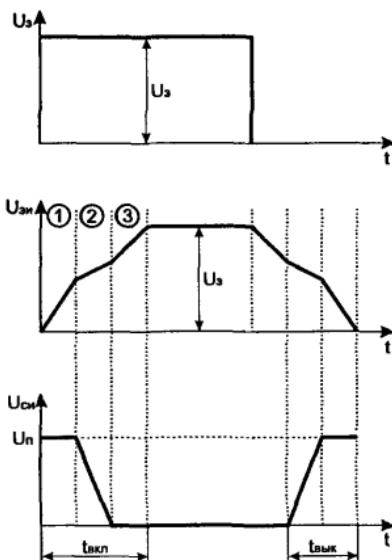


Рис. 5.7. Временные диаграммы коммутационных процессов в полевом транзисторе

В результате процесса включения выходной импульс тока стока задерживается относительно импульса управления на время $t_{вкл}$, а выключение транзистора растягивается на время $t_{вык}$. Нас, как практиков, процесс переключения транзистора интересует с точки зрения КПД схемы. Чем быстрее мы сможем переключать транзистор, тем меньше будет тепловых потерь на нем, тем лучшие показатели КПД мы получим, тем меньшие габариты охлаждающих радиаторов необходимы в конструкции. Поэтому нам нужно уметь вычислять время включения и выключения транзистора, а также их влияние на тепловые потери.

К сожалению, из-за сложного характера процесса заряда затвора и нелинейности паразитных емкостей мы не вправе считать время заряда входной емкости методом заряда простой RC-цепи (схема приведе-

на на рис. 5.8), ток которой при импульсном воздействии на входе, как известно, равен:

$$i_3 = i_0 e^{-\frac{t}{R_3 C_{ex}}},$$

где $i_0 = \frac{U_3}{R_3}$.

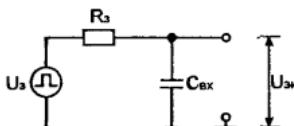


Рис. 5.8. Схема для расчета заряда стандартной RC-цепочки

Мы видим, что ток заряда RC-цепи спадает по экспоненциальному закону. Реальный ток затвора имеет более сложный характер. Поэтому лучше не пользоваться в расчетах значениями паразитных емкостей, а перейти к интегральной характеристике, называемой зарядом затвора.

$$Q_3 = \int_0^{t_{ex}} i_3(t) dt.$$

Что означает это выражение? Мы должны просуммировать произведения токов за очень короткие промежутки времени, в течение которых ток можно условно считать постоянным. В результате мы получим «количество электричества», которое надо передать в затвор, чтобы транзистор был открыт. Мы можем это сделать быстро, тогда нам необходимо обеспечить большой зарядный ток. Либо время открытия транзистора затянется за счет уменьшения зарядного тока.

Для простой RC-цепи:

$$Q_3 = \int_0^{t_{ex}} e^{-\frac{t}{R_3 C_{ex}}} dt,$$

а время t_{ex} известно — мы вычисляем его в точке, где ток затвора снижается практически до нуля:

$$t_{ex} = 3R_3 C_{ex}.$$

Для реального затвора подобрать аналитическое подынтегральное выражение трудно, да и бессмысленно.

$$Q_3 = i_0 \int_0^{t_{\text{вкл}}} h(t) dt,$$

где $h(t)$ — аналитически трудноопределяемая функция.

Разработчики транзисторов поступают в этом случае так: они снимают кривую заряда затвора, вычисляют ее площадь и приводят в технических условиях типичное среднестатистическое значение полного заряда затвора Q_g . На рисунке 5.9 показана типичная кривая заряда затвора транзистора IRFP250.

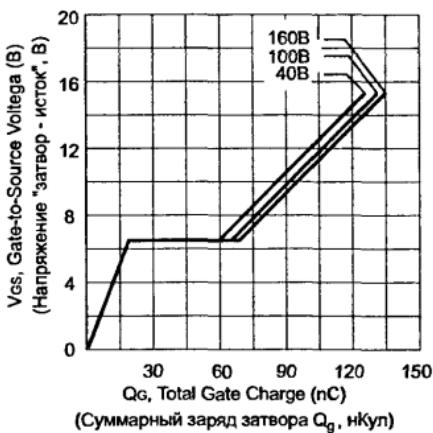


Рис. 5.9. Типичная кривая заряда затвора транзистора MOSFET на примере IRFP250

Зная полный заряд затвора, легко вычислить время включения (выключения):

$$t_{\text{вкл}} \approx t_{\text{вык}} = \frac{Q_3 R_3}{U_3}.$$

Время переключения ограничено не только «снизу» (по допустимой мощности тепловых потерь на транзисторе), но и «сверху» — транзистор нельзя коммутировать слишком быстро. Давайте разберемся, почему это так. Как видно из рис. 5.11, емкости C_{sc} и C_{su} образу-

ют емкостной делитель напряжения. Для оценки скорости изменения напряжения U_{cu} введен параметр

$$\frac{dU_{cu}}{dt},$$

показывающий, на сколько вольт изменилось напряжение между стоком и истоком за определенный отрезок времени (по аналогии с операционными усилителями этот параметр называется **скоростью нарастания/спада сигнала**).

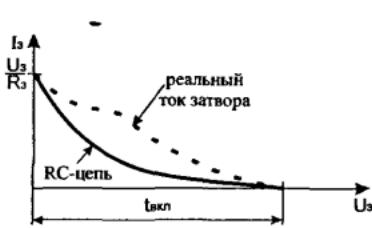


Рис. 5.10. Сравнительные характеристики заряда RC-цепочки и входной емкости затвора полевого транзистора

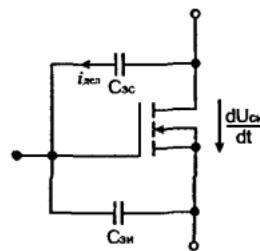


Рис. 5.11. Оценка скорости нарастания (спада) напряжения «сток-исток»

Обозначим для упрощения расчетов:

$$C^* = \frac{C_{sc} C_{si}}{C_{sc} + C_{si}}.$$

Тогда по правилу токов и напряжений для емкости можно записать:

$$U_{cu}(t) = \frac{1}{C^*} \int i_{deel}(t) dt$$

или

$$\frac{dU_{cu}}{dt} = \frac{i_{deel}(t)}{C^*}.$$

Следовательно

$$i_{deel}(t) = C^* \frac{dU_{cu}}{dt}.$$

Теперь найдем напряжение U_{zu} :

$$U_{zu} = \frac{1}{C_{zu}} \int_0^{t_{\text{вкл}}} i_{dei}(t) dt = \frac{C^*}{C_{zu}} \int_0^{t_{\text{вкл}}} \left[\frac{dU_{cu}}{dt} \right] dt.$$

Таким образом,

$$U_{zu} = \frac{1}{1 + \frac{C_{zu}}{C_k}} \left[\frac{dU_{cu}}{dt} \right] t_{\text{вкл}}.$$

Приближенно считая величину

$$\frac{dU_{cu}}{dt},$$

постоянной, мы можем вычислить:

$$\frac{dU_{cu}}{dt} = \frac{U_{cu}^{(off)}}{t_{\text{вкл}}}.$$

Окончательно:

$$U_{zu} = \frac{1}{1 + \frac{C_{zu}}{C_k}} U_{cu}^{(off)}.$$

Покажем, насколько опасно для транзистора слишком маленькое время открытия. Возьмем соотношение $C_{sc}/C_{zu} = 1/4$, $U_{CH} = 250$ В. Тогда $U_{zu} = 50$ В, что находится значительно выше зоны порогового напряжения. Следовательно, транзистор может самостоятельно открыться в тот момент, когда мы пытаемся его закрыть. Мало того, транзистор может вообще выйти из строя из-за пробоя затвора высоким напряжением.

Борьба с эффектом самопроизвольного открытия может вестись несколькими способами, один из которых наиболее эффективен, — снижение выходного сопротивления источника управления. Это означает, что сопротивление R_s должно быть достаточно малым, тогда оно будет шунтировать емкость C_{zu} , ослабляя влияние $[dU_{CH}/dt]$. Типичное значение R_s для управляющих источников не превышает нескольких сотен ом.

5.3. Как оценить тепловой режим полевого транзистора

В импульсных источниках электропитания первоочередными являются меры по защите силовых транзисторов от теплового пробоя. Как мы уже выяснили, полевые транзисторы не имеют вторичного пробоя, поэтому в своих расчетах нам вполне можно руководствоваться значениями максимальной температуры и максимальной рассеиваемой мощности. Читатели, хотя бы немного знакомые с импульсными источниками, например, телевизионными или компьютерными, наверняка обращали внимание на радиатор, к которому прикреплен силовой транзистор. Размеры и конструктивное исполнение радиатора в значительной степени определяют работоспособность проектируемого импульсного источника. Поэтому в конечном итоге наш расчет будет посвящен расчету мощности потерь в транзисторе.

Полная мощность, выделяющаяся в транзисторе во время его переключения, определяется из выражения:

$$P = P_{nep} + P_{np} + P_{yup} + P_{ym},$$

где P — полная рассеиваемая мощность;

P_{nep} — потери мощности при переключении;

P_{np} — потери на активном сопротивлении открытого транзистора;

P_{yup} — потери на управление в цепи затвора;

P_{ym} — потери мощности за счет тока утечки в закрытом состоянии.

Сразу отметим, что потери мощности, вызванные током утечки (P_{ym}), пренебрежимо малы, поэтому их вообще нет смысла учитывать. Кроме того, как мы выяснили ранее, одно из главных преимуществ полевого транзистора — это исчезающие малые потери в цепи его управления (P_{yup}). Потери на управление также исключим из наших расчетов. Итак, формула для расчета полных потерь приобретает следующий вид:

$$P = P_{nep} + P_{np}.$$

Рассмотрим подробно слагаемые, стоящие в правой части. Потери проводимости являются основной составляющей потерь в полевом транзисторе. Эти потери можно вычислить, зная **эффективное** (действующее) значение тока стока:

$$P_{np} = R_{DS(on)} I_{C\text{эфф}}^2,$$

где $R_{DS(on)}$ — сопротивление транзистора в открытом состоянии.

Чтобы правильно воспользоваться данной формулой, необходимо уметь определять эффективное значение тока стока для наиболее характерных его форм. Нам еще не раз встретится понятие эффективного значения, поэтому запишем формулу для его определения. Более того, воспользовавшись этой формулой, вычислим эффективные значения тока для типичных в импульсной технике случаев:

$$I_{\text{эфф}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [i(t)]^2 dt}.$$

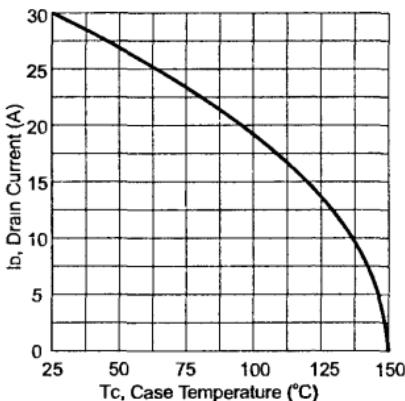


Рис. 5.12. График зависимости допустимого (максимального) тока стока от температуры кристалла IRFP250

Как видно из рис. 5.12, допустимый ток через открытый транзистор снижается с повышением температуры. Форма тока через транзистор в значительной степени определяется характером нагрузки. Мы будем иметь дело в основном с индуктивными нагрузками.

Гораздо сложнее обстоит дело с потерями переключения. Если нагрузка полевого транзистора чисто активная, потерями на переключение можно пренебречь. Индуктивная нагрузка характеризуется тем, что фаза тока и фаза напряжения не совпадают. Кроме того, в транзисторах, работающих в двухтактных схемах, возникают специфич-

ские потери обратного восстановления паразитных диодов. Мы вернемся к расчету потерь переключения чуть позже, а сейчас разберем основы тепловых расчетов элементов охлаждения.

Таблица 5.1

Двухполупериодный синусоидальный ток		$I_{\text{эфф}} = \frac{I_1}{\sqrt{2}}$
Однополупериодный синусоидальный ток		$I_{\text{эфф}} = I_1 \sqrt{\frac{\gamma}{2}}, \text{ где } \gamma = \frac{\tau}{T}$
Регулируемый по фазе ток		$I_{\text{эфф}} = I_1 \left[\frac{\gamma}{2} + \frac{\sin(\tau(1-\gamma)) \cos(\pi(1-\gamma))}{2\pi} \right]^2$
Импульсный ток		$I_{\text{эфф}} = I_1 \sqrt{\gamma}$
Трапециoidalный ток		$I_{\text{эфф}} = \gamma \left[\frac{I_a^2 + I_a I_b + I_b^2}{3} \right]^{\frac{1}{2}}$
Треугольный ток		$I_{\text{эфф}} = I_1 \sqrt{\frac{\gamma}{2}}$

5.4. Что такое тепловое сопротивление

Читатель, хотя бы раз бравшийся за изготовление обычного трансформаторного блока питания с мощным регулирующим транзистором, наверняка знает, что от того, насколько хорошо прижат транзистор к радиатору, будет зависеть температура его нагрева. Транзи-

стор, прижатый к ровной и чистой поверхности радиатора, будет равномерно прогреваться вместе с радиатором и хорошо отдавать тепло. В то время как неровная, покрашенная краской и грязная рабочая поверхность под транзистором не даст передать теплу к радиатору. Транзистор раскалится, если не до красна, то обязательно до шипения под влажным пальцем.

Мы качественно нарисовали ситуацию, в которой и берут свое основание тепловые расчеты. Основа теплового расчета — **тепловое сопротивление**. Гладкая и чистая поверхность металла имеет маленькое тепловое сопротивление, а грязная и неровная — высокое. Тепловое сопротивление транзистора зависит от конструкции его корпуса, площади полупроводникового кристалла и, как ни странно, от частоты переключения и скважности импульсов... Но давайте обо всем по порядку.

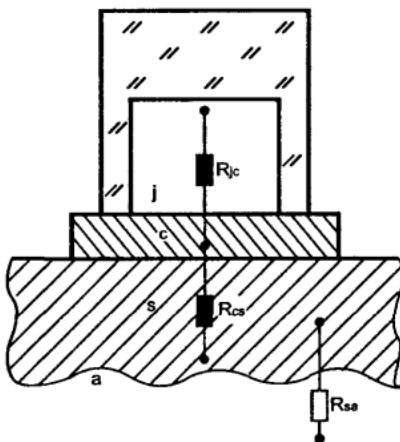


Рис. 5.13. К расчету теплового режима транзистора

Взглянем на рис. 5.13. Как известно, внутри транзистора кремниевый р-п переход прикреплен к подложке, которая контактирует с радиатором. Тепловое сопротивление между кристаллом и корпусом в технических условиях обозначается как R_{jc} . Тепловое сопротивление между корпусом и радиатором обозначим как R_{cs} . Для наших расчетов необходимо знать еще одно тепловое сопротивление — R_{sa} , называемое **сопротивлением «радиатор-среда»**. Поверхность радиатора в подавляющем большинстве случаев контактирует с воздухом, тепло-

проводность которого невысока. Пространство вокруг радиатора прогревается хорошо, но естественная конвекция довольно неспешно удаляет нагретый воздух и заменяет его более холодным. Поэтому для снижения теплового сопротивления «радиатор-среда» часто применяют принудительную вентиляцию (всем знакомый вентилятор в компьютерном блоке питания, который периодически начинает громко шуметь, раздражая окружающих). Там, где принудительная вентиляция нежелательна или просто недопустима, ставят габаритный радиатор, поверхность которого стремится выполнить как можно больше, для чего радиатор ребят и покрывают электрохимическим способом в черный цвет.

Температура р-п перехода («температура кристалла») вычисляется из выражения:

$$T_j = T_a + (R_{jc} + R_{cs} + R_{sa}) P_n ,$$

где T_j — температура р-п перехода. Данная температура является «путеводной звездой» нашего расчета, поскольку мы не имеем права превышать ее из-за возможности теплового пробоя. Типичное максимальное значение температуры кристалла — 150 °C;

T_a — температура окружающей среды, обычно берется в пределах 25—30 °C;

P_n — полная мощность потерь в транзисторе.

Величины R_{jc} и R_{cs} обязательно содержатся в справочных данных на транзисторы, мощность потерь P_n нужно вычислить для конкретной разрабатываемой схемы.

Таким образом, мы вычисляем требуемое тепловое сопротивление «радиатор-среда» и по специальной методике (о которой будет рассказано в разделе 9.6) разрабатываем конструкцию радиатора.

В заключение этого раздела приведем еще несколько важных замечаний.

Случай, когда разработчику в целях электробезопасности требуется изолировать корпус радиатора от транзистора, не столь редки. В этих целях разработаны специальные изолированные корпуса для транзисторов, так что возможно приобретать приборы и с токопроводящей подложкой, и без нее. Конечно, токоизолированные корпуса обладают худшими показателями теплопроводности, но с этим при-

ходится мириться. Однако более известен и популярен у разработчиков другой путь — применение диэлектрических прокладок. Даный способ подходит к любым транзисторам, которые возможно устанавливать на радиаторы. Заметим, что в справочных данных указываются тепловые сопротивления для случая непосредственного контакта корпуса с радиатором. Если мы намереваемся использовать гермопрокладку, нужно скорректировать тепловое сопротивление R_{cs} , добавив к нему тепловое сопротивление прокладки:

$$R_{cs} = R_{cs}^{cnp} + R_p ,$$

где R_{cs}^{cnp} — тепловое сопротивление «корпус-радиатор», взятое из технических условий на транзистор;

R_p — тепловое сопротивление прокладки.

В табл. 5.2 приведены скорректированные тепловые сопротивления R_{cs} ($^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$) для двух видов массовых корпусов.

Таблица 5.2

Тип корпуса	Тепловое сопротивление R_{cs} , $^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$ в зависимости от типа диэлектрической прокладки и ее толщины			
	Термопленка (0,051 мм)	Слюдя (0,076 мм)	Анодиров. поверхность (0,51 мм)	Оксид бериллия (1,5 мм)
TO-3	0,52	0,36	0,28	0,18
TO-220	2,25	1,75	1,25	1,15

А как быть, если у разработчика имеются другие материалы, если они имеют другую толщину или тип корпуса прибора отличается от указанного в таблице? В этом случае нам необходимо самостоятельно вычислить тепловое сопротивление прокладки. В расчетах мы используем результат, полученный для так называемой неограниченной плоской однородной стенки. С большой степенью точности прокладку можно сопоставить этой модели, так как ее толщина много меньше остальных двух размеров.

Итак, тепловое сопротивление в этом случае вычисляется так:

$$R_p = \frac{\delta_p}{\lambda S_p} ,$$

где δ_p — толщина прокладки;

λ — коэффициент теплопроводности, Вт/(м · °С);

S_p — площадь прокладки.

Коэффициент теплопроводности — это характеристика материала прокладки. Узнать его можно в широко известных справочниках по электротехническим материалам.

Недавно отечественная фирма «Номакон» выпустила эластичный электроизоляционный материал, теплопроводность которого превосходит теплопроводность ранее известных материалов, что позволяет повысить эффективность отвода тепла от нагретых силовых элементов. Поскольку материал эластичен, в момент прижатия силового элемента к радиатору он заполняет неровности и шероховатости, обеспечивая дополнительный тепловой контакт.

Характеристики материала следующие:

- теплопроводность 3...5 Вт/(м · °С);
- пробивное напряжение 4 кВ;
- рабочая температура –60...+260 °С;
- толщина 0,25 мм.

Кроме обычных листов размером 600×130 мм фирма производит уже готовые подложки (рис. 5.14), так что разработчику не представляет особого труда применить эти изделия в своих конструкциях. Приобрести их можно во многих фирмах, поставляющих радиокомпоненты.

Несколько слов относительно теплового сопротивления «криSTALL-корпус» R_{jc} . Исследования показали, что это сопротивление в значительной степени зависит от частоты переключения транзистора, а также от скважности его работы, определяемой отношением времени открытого состояния к полному периоду коммутации. В технических условиях на транзисторы обычно приводятся так называемые нормированные переходные характеристики теплового сопротивления «криSTALL-корпус» (transient thermal impedance junction-to-case). Как видно из рисунка 5.15, вследствие инерционности тепловых процессов при больших частотах переключения и малой скважности тепловое сопротивление «криSTALL-корпус» значительно снижается. В любом случае разработчику нужно произвести оценку этого сопротивления по графику, чтобы не «переборщить» с радиатором.

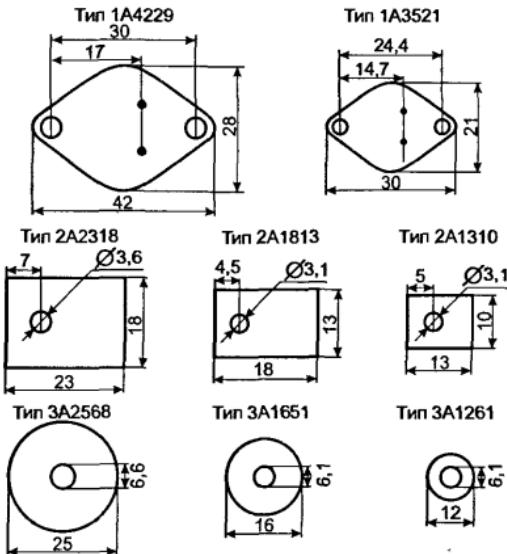


Рис. 5.14. Номенклатура электроизоляционных прокладок НПО «Номакон»

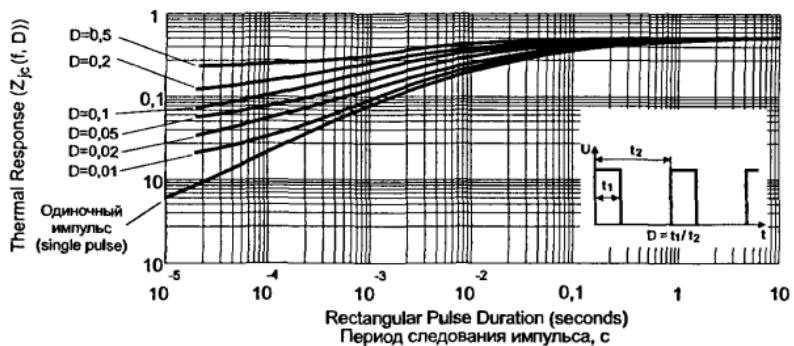


Рис. 5.15. График зависимости нормированного теплового сопротивления от частоты и скважности импульсов для транзистора IRFP250

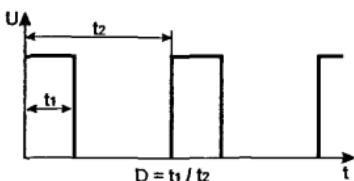


Рис. 5.16. К расчету нормированного теплового сопротивления

$$R_{jc} = Z_{jc}(f, D) \cdot R_{jc},$$

где $Z_{jc}(f, D)$ — переходной коэффициент сопротивления «кри-
сталл-корпус»;

R_{jc} — тепловое сопротивление «переход-корпус» в режиме боль-
ших скважностей или на постоянном токе (содержится в техни-
ческих условиях).

На графике 5.15 есть еще одна кривая, называемая *single pulse* (одиночный импульс). Снимается она для одиночного (неповторяю-
щегося) импульса. Такой режим работы обычно рассчитывается для
защитных схем и схем запуска, которые срабатывают один раз. В этом
случае прибору может и не понадобиться радиатор, поэтому в спра-
вочных данных приводят еще одно тепловое сопротивление — R_{ja}
(«переход-среда») с учетом того, что транзистор будет эксплуатиро-
ваться без радиатора.

5.5. Параллельное включение MOSFET

Если разработчику импульсного источника электропитания понадобится переключать ток, значение которого выше предельного тока одиночного транзистора, он может просто включить параллельно не-
сколько приборов, как показано на рис. 5.17. В случае биполярных транзисторов, как мы знаем, не обойтись без токовыравнивающих ре-
зисторов в цепи эмиттера, на которых теряется мощность. Гораздо лучше обстоит дело с полевыми транзисторами. Для параллельного их соединения нужно иметь приборы с близкими значениями порогово-
го напряжения. Транзисторы одного типа имеют очень близкие зна-
чения порогового напряжения, поэтому эта рекомендация заключает-
ся в запрете соединять транзисторы разных типов. Во-вторых, чтобы
обеспечить равномерный прогрев линейки транзисторов, их нужно
устанавливать на один радиатор и по возможности близко друг к дру-
гу. Необходимо также помнить, что через два параллельно включен-
ных транзистора можно пропускать в два раза больший ток (не сни-
жаая нагрузочной способности одиночных приборов), но при этом
входная емкость, а значит, и заряд возрастают в два раза. Соответст-
венно схема управления параллельно соединенными транзисторами

должна обладать соответствующей возможностью обеспечить расчетное время коммутации.

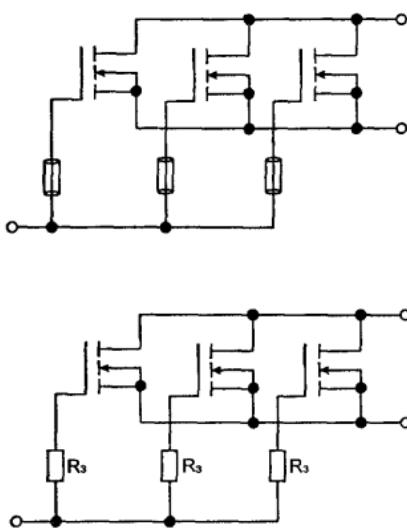


Рис. 5.17. Параллельное включение транзисторов MOSFET

Если соединить затворы полевых транзисторов непосредственно, можно получить неприятный эффект «звонка» при выключении, — транзисторы, влияя друг на друга через затворы, будут произвольно открываться и закрываться, не подчиняясь сигналу управления. Чтобы исключить «звонк», на выводы затворов транзистора надевают небольшие ферритовые трубочки, предотвращающие взаимное влияние затворов. Данный способ встречается сегодня все реже, уступая место более простому и доступному: в цепи затворов включаются одинаковые резисторы сопротивлением десятки-сотни ом. В этом случае общий заряд должен быть вычислен как произведение заряда одного транзистора на количество транзисторов в линейке, а зарядный ток (для сохранения времени коммутации как для одиночного транзистора) — также увеличен в это число раз. Соответственно время коммутации и величина затворного резистора вычисляются в таких условиях для одиночного транзистора.

Очень важно выполнить связи между электродами транзисторов как можно короче, минимизировав паразитные индуктивности монта-

жа. Плохая топология проводников может приводить к чрезмерным перенапряжениям и неконтролируемому переключению. Возможная топология платы показана на рис. 5.18.

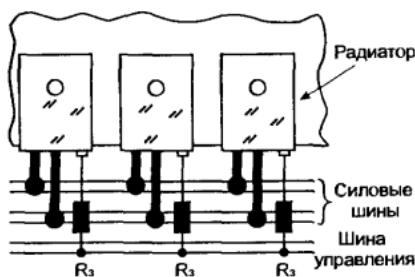


Рис. 5.18. Вариант параллельной разводки печатной платы

Способы современной защиты от перенапряжений мы рассмотрим в разделе, посвященном защитным диодам TRANSIL.

5.6. Работа полевого транзистора на нагрузку

Тем, кто не знаком с основными видами схем импульсных источников питания, этот раздел мы рекомендуем пока пропустить. Мы обязательно вернемся к этим вопросам в главах, посвященных рассмотрению схемотехнических идей.

Как уже отмечалось, потери переключения полевого транзистора в значительной степени зависят от того, на какую нагрузку работает транзистор. В случае активной нагрузки ток в силовой цепи транзистора ограничен сопротивлением этой нагрузки. Индуктивная нагрузка при условии малости ее последовательного активного сопротивления (сопротивления провода обмотки) может наращивать ток силовой цепи неограниченно, пока он не превысит максимально возможного для транзистора значения. Поэтому мы должны учитывать это обстоятельство при расчете потерь проводимости и переключения. Мы уже знаем, как вычислять потери проводимости. В соответствующих разделах мы укажем, в каком случае какая форма тока возможна в силовой цепи транзистора. Потери же переключения нам нужно «разобрать» сейчас, чтобы не упустить из вида потери, связанные с паразитными элементами.

В начале разберем самый простой случай — работа полевого транзистора на активную нагрузку. Схема такой нагрузки изображена на рис. 5.19, а характер коммутационных процессов — на рис. 5.20. Как мы ранее уже установили, $t_{вкл} \approx t_{вык}$. Процесс коммутации транзистора носит сложный характер (линия «1» на рис. 5.21). Для расчетов мы приближенно будем считать, что процесс коммутации транзистора происходит по линии «2» (рис. 5.21). Ничего страшного в этом упрощении нет — мы просто немного завысим расчетные потери переключения по сравнению с реальными.

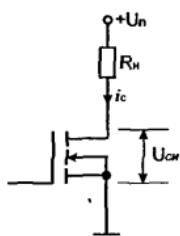


Рис. 5.19. Активная нагрузка транзистора

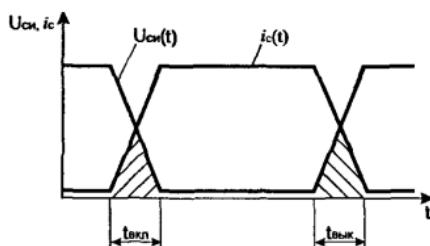


Рис. 5.20. Характер коммутационных процессов при работе транзистора на активную нагрузку



Рис. 5.21. К расчету потерь переключения при работе на активную нагрузку

Потери переключения определяются как произведение энергии переключения на рабочую частоту переключения:

$$P_{nep} = E_{nep} f.$$

Энергия переключения (с учетом того, что она выделяется как при открытии, так и при закрытии транзистора):

$$E_{nep} = 2 \int_0^{t_{\infty}} U_{cu}(t) \cdot i_c(t) dt .$$

Итак:

$$E_{nep} = \frac{2U_n^2}{R_h} \int_0^{t_{\text{екл}}} \left(\frac{t}{t_{\text{екл}}} \right) \left(1 - \frac{t}{t_{\text{екл}}} \right) dt = \frac{U_n^2 t_{\text{екл}}}{3R_h}.$$

Мощность, выделяющаяся при коммутации активной нагрузки:

$$P_{nep} = \frac{U_n^2 t_{\text{екл}}}{3R_h} f.$$

Случай активной нагрузки мы будем использовать практически крайне редко. Однако он интересен нам как позволяющий сделать некоторые допущения, которые мы используем в расчетах схем с индуктивными и трансформаторными нагрузками.

Теперь вычислим потери в однотактных схемах с индуктивным элементом и **фикссирующим диодом**. Схема изображена на рис. 5.22, а характер коммутационных процессов — на рис. 5.23.

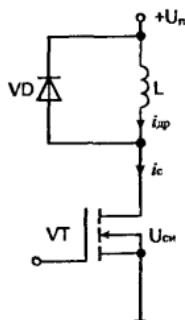


Рис. 5.22. Индуктивная нагрузка транзистора MOSFET

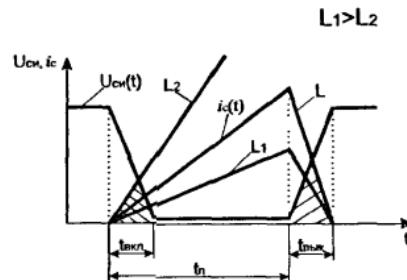


Рис. 5.23. К расчету потерь переключения при работе на индуктивную нагрузку с фиксирующим диодом

При открытии транзистора VT происходит заряд дросселя L по закону:

$$i_{dp}(t) = i_c(t) = \frac{U_n t}{L}.$$

Конечное время открытия транзистора и определяет потери на нем.

Внимание! Когда ток i_c достигает значения i_{max} , транзистор начинает закрываться. Достаточно резко меняется сопротивление зарядной цепи, что ведет к возникновению на индуктивности L ЭДС самоиндукции, — индуктивность стремится сохранить величину тока. Если бы в схеме отсутствовал фиксирующий диод VD , на стоке транзистора образовался бы выброс напряжения (поддержать в цепи тот же ток возможно только увеличением напряжения). Это свойство индуктивного элемента используется в импульсных **бустерных** схемах преобразователей, но сейчас оно нам мешает.

Итак, ток самоиндукции дросселя L замыкается через диод VD , открывает его. Как известно, открытый диод можно условно заменить источником напряжения величиной 1-2 В, как показано на рис. 5.24. Теперь мы видим, что напряжение на стоке транзистора не может подняться более, чем величина прямого падения напряжения на фиксирующем диоде. Что происходит далее? Сопротивление открытого диода мало, но транзистор еще полностью не закрылся. Поэтому ток i_L стремится увеличиться. Диод закрывается, ток подзаряжает индуктивность. Происходит это на очень коротком отрезке времени, после чего, поскольку сопротивление транзистора нарастает, диод опять закрывается.

Своеобразная обратная связь не дает току резко вырасти, но и падение тока происходит с небольшим «дрожанием», что отражено на рис. 5.25. В этом случае мы обязаны разделить общие потери на потери при включении и потери при выключении.

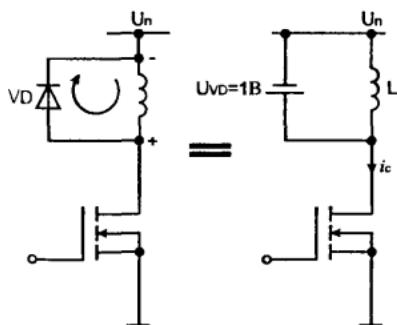


Рис. 5.24. Схема, поясняющая работу фиксирующего диода

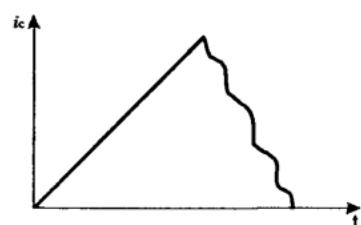


Рис. 5.25. «Дрожание» тока стока при закрытии транзистора

Энергия потерь включения транзистора:

$$E_{nep}^{on} = \int_0^{t_{вкл}} U_n \left(1 - \frac{t}{t_{вкл}}\right) \frac{U_n t}{L} dt = \frac{U_n^2}{6L} t_{вкл}^2.$$

Энергия потерь выключения транзистора:

$$E_{nep}^{off} = \int_0^{t_{вык}} U_n \frac{t}{t_{вык}} \frac{U_n \gamma}{Lf} \left(1 - \frac{t}{t_{вык}}\right) dt = \frac{U_n^2 \gamma}{6Lf} t_{вык}.$$

Учитывая, что $t_{вкл} \approx t_{вык}$:

$$E_{nep} = E_{nep}^{on} + E_{nep}^{off} = \frac{U_n^2 \gamma \cdot t_{вкл}}{6L} \left[t_{вкл} + \frac{\gamma}{f} \right].$$

В выражении, стоящем в скобках, мы смело можем пренебречь временем включения, поскольку в сравнении с временем открытого состояния транзистора оно мало.

Итак, для однотактной схемы с индуктивной нагрузкой:

$$P_{nep} = \frac{U_n^2 \gamma^2 t_{вкл}}{6L}.$$

Теперь настало время вычислить динамические потери в двухтактных схемах. Двухтактные схемы источников питания широко используются в тех случаях, когда нужно получить высокие значения токов нагрузки. Поэтому нам особенно важно не ошибиться с потерями в этих схемах.

Взглянув на рис. 5.26, мы еще раз вспомним о паразитном диоде в составе полевого транзистора. Этот диод не отличается быстродействием, имеет сравнительно большое время обратного восстановления.

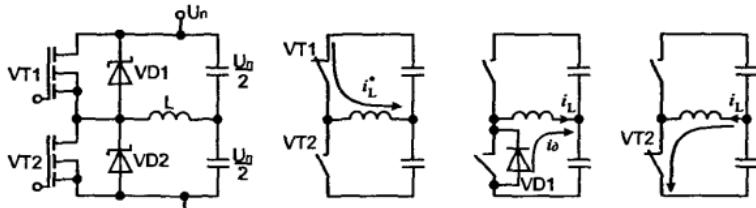


Рис. 5.26. Коммутационные процессы в полумостовой схеме

Параметры паразитного диода, как мы уже знаем, в обязательном порядке приводятся в технических условиях на транзисторы.

В двухтактной схеме, как и в однотактной, необходимо рассматривать влияние индуктивности L на остальные элементы. Следует помнить, что на самом деле индуктивность L представляет собой индуктивность намагничения первичной обмотки трансформатора. Первоначально ключ VT1 замкнут, проиходит передача энергии в первичную цепь трансформатора. Индуктивность намагничения трансформатора накапливает энергию, которая, конечно, не очень заметна на фоне тока первичной цепи (естественно, во вторичной цепи трансформатора присутствует нагрузка). Далее ключ VT1 размыкается, но ток в индуктивности намагничения, стремясь сохранить свою величину, замыкается через паразитный диод VD2. Если бы индуктивность намагничения была слишком большой, ток $i_d = i_L^*$, поддерживался бы в течение длительного времени на постоянном уровне. Однако диод VD2 коммутирует один из выводов первичной обмотки трансформатора к земле. Другой конец по-прежнему присоединен к средней точке полумостового конденсаторного эквивалента двуполярного источника. Это напряжение рождает противоток во вторичной обмотке трансформатора, который, как бы возвращаясь в первичную обмотку, быстро «спускает» значение тока i_L^* к нулю, стремясь продолжить его увеличение в сторону отрицательных значений. Все так и продолжалось бы, если бы ключ VT2 в этот момент замкнулся. Однако обратный ток течет только благодаря тому, что диод VD2 затрачивает некоторое время на свое обратное восстановление, характер которого показан на рис. 5.27. Спустя время после обратного вос-

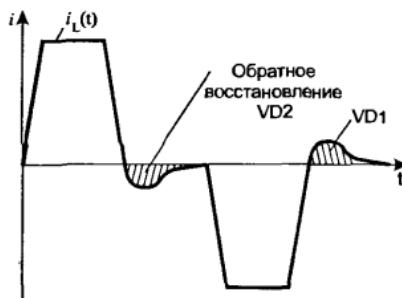


Рис. 5.27. Влияние конечного времени обратного восстановления оппозитных диодов

становления, диод закроется и ток в цепи трансформатора прекратится. Замыкание ключа VT2 повторяет процесс, но уже в другой части полумоста.

Общая мощность, которая рассеивается в транзисторе на стадии его переключения в полумосте:

$$P_{nep} = \frac{U_n}{2} \left[\frac{i_L t_{\text{экл}}}{3} + Q_{rr} \right] f,$$

где i_L — номинальный ток нагрузки, пересчитанный в первичную цепь трансформатора;

Q_{rr} — заряд обратного восстановления паразитного диода (приводится в технических условиях на транзистор).

Член, стоящий в скобках первым, взят нами из расчета работы транзистора на нагрузку с небольшой индуктивностью намагничения, поскольку трансформатор не является устройством, которое накапливает энергию. Он лишь передает ее в нагрузку.

В случае мостовой схемы:

$$P_{nep} = U_n \left[\frac{i_L t_{\text{экл}}}{3} + Q_{rr} \right] f.$$

Схематическое изображение мостовой схемы приведено на рис. 5.28. Мощность потерь переключения, приходящаяся на один транзистор, в этом случае удваивается (если считать, что трансформатор имеет один и тот же коэффициент трансформации). Однако можно сделать следующее интересное замечание: поскольку «раскачка» напряжения в мосте в два раза больше, чем в полумосте, общая мощность при сохранении тока вырастает в 4 раза. При этом мощность по-

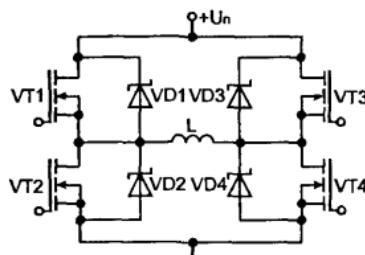


Рис. 5.28. Мостовая схема импульсного источника

терь, приходящаяся на один транзистор, растет только в 2 раза, что позволяет применять мостовую схему для построения очень мощных источников электропитания.

5.7. Полевые транзисторы с датчиком тока

Разработчики импульсных источников питания всегда сталкиваются с проблемой защиты своих устройств от токов короткого замыкания. Обычно проблема эта решается следующим образом: в цепь истока включается небольшое сопротивление, напряжение с которого подается на компаратор, отключающий схему регулирования тока и запирающий силовые транзисторы. К сожалению, такой путь не слишком удачен, поскольку на резистивном датчике тока теряется мощность, да и силовые цепи в этом случае становятся более протяженными.

Производители полевых транзисторов придумали следующий способ решения этой проблемы: они вывели из полевого транзистора еще один вывод — так называемый вывод датчика тока. Это удалось сделать потому, что полевой транзистор технологически состоит из множества ячеек, работающих параллельно. Когда транзистор открыт, ток протекает от стока к истоку, равномерно распределяясь между ячейками. Следовательно, ток стока может быть точно измерен по току, протекающему через небольшое количество ячеек, и умножен на коэффициент, который приводится в технических условиях.

Практически полевой транзистор со считыванием тока, как видно из рис. 5.30, состоит из двух параллельных полевых транзисторов, называемых «силовым» и «считывающим». Главным параметром такого транзистора является отношение тока, протекающего через вывод истока, и тока, протекающего через вывод датчика:

$$r = \frac{i_c}{i_d}.$$

Конечно, это отношение будет слегка отличаться от истины, поскольку ток стока является суммой силового и измерительного токов. Но это не принципиально — считающий транзистор введен не для точного измерения тока, а для фиксирования состояния перегрузки транзистора.

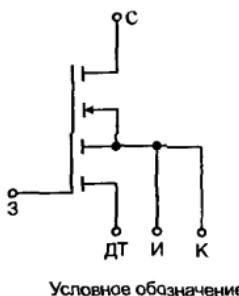


Рис. 5.29. Условное обозначение MOSFET с датчиком тока



Рис. 5.30. Внутреннее устройство MOSFET с датчиком тока

В наши планы не входит подробный рассказ о транзисторах с датчиками тока. Заинтересовавшиеся смогут обратиться к [23], AN-959B.

5.8. Основные параметры некоторых транзисторов MOSFET

Таблица 5.3

	U_{GS} , В	I_C , А	P , Вт	$R_{DS(on)}$, Ом
BUZ10	50	23,0	75	0,07
BUZ11	50	28,0	75	0,04
BUZ80	800	2,6	75	4
BUZ90	600	4,3	75	1,6
IRC530	100	14,0	88	0,16
IRC640	200	18,0	125	0,18
IRC840	500	8,0	125	0,85
IRF150	100	30,0	150	0,055
IRF250	200	30,0	150	0,085
IRF350	400	13,0	150	0,3
IRF450	500	13,0	150	0,4
IRF540	100	28,0	150	0,077
IRF620	200	4,1	30	0,8

	U _{СИ} , В	I _C , А	P, Вт	R _{D(on)} , Ом
IRF710	400	2,0	36	3,6
IRF720	400	3,3	50	1,8
IRF730	400	5,5	74	1
IRF740	400	10,0	125	0,55
IRF840	500	8,0	125	0,85
IRFBE20	800	1,8	54	6,5
IRFBG30	1000	3,1	125	5
IRFP150	100	41,0	230	0,055
IRFP250	200	30,0	190	0,085
IRFP260	200	46,0	280	0,055
IRFP350	400	16,0	190	0,3
IRFP450	500	14,0	190	0,4
IRFP460	500	20,0	280	0,27
IRFP650	1000	6,1	190	2

5.9. Интеллектуальные MOSFET

Разработчики импульсных источников электропитания всегда уделяют много внимания схемам защиты от перегрузок. И даже появление достаточно устойчивых к аварийным режимам полевых транзисторов не решило проблему защиты. Обезопасить схему от потенциального пробоя не слишком трудно. Тепловой же и токовый пробои требуют гораздо более продуманных мер. Революционным шагом на пути создания отказоустойчивых элементов стала разработка фирмой International Rectifier транзисторов MOSFET со встроенной системой самоконтроля (fully protected power MOSFET switch), блок-схема которого приведена на рис. 5.31. Рассмотрим его структуру.

Как следует из рис. 5.32, в нормальном режиме работы ключ Кл1 замкнут, Кл2 — разомкнут. Если температура кристалла транзистора превысит установленный предел (165 °C), сработает температурный датчик, который установит триггерную схему в новое положение — отключит Кл1 и замкнет Кл2. Таким образом, транзистор потеряет управление и закроется. То же самое произойдет, если ток через сило-



Рис. 5.31. Интеллектуальный MOSFET

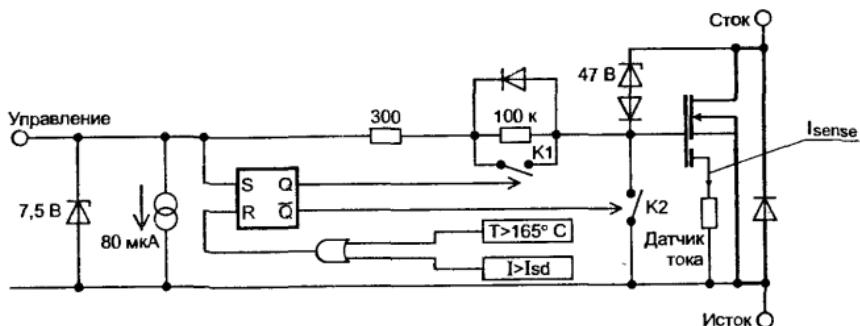


Рис. 5.32. Внутреннее устройство интеллектуального MOSFET

вую цепь транзистора превысит допустимое техническими условиями значение. Для точной фиксации тока транзистор выполняется со считывающим электродом, к которому подключен резистивный датчик тока I_{sense} .

Поскольку работы по созданию интеллектуальных транзисторов только начались, на сегодняшний день выпущены элементы с допустимым напряжением «сток-исток» не более 50 В. Конечно, исследования в этой области продолжаются. Вскоре мы наверняка узнаем о выходе нового поколения интеллектуальных полевых транзисторов.

5.10. Перспективы отечественного производства

С достаточно большим запозданием, но все же и у нас появились транзисторы MOSFET. Массовое их производство положено Минским ПО «Интеграл» (завод «Транзистор»). Автор считает, что имеет полное моральное право говорить об этих транзисторах, как о произ-

водимых «у нас», несмотря на то, что производятся они в Белоруссии. Ведь даже наименование транзисторов продолжает традицию, выработанную в советское время — КП. Можно сказать, что не за горами появление и других современных представителей силовой электроники, о которых рассказывается в этой книге. Чтобы не утомлять читателей прогнозами, на этом описательную часть закончу и приведу список наиболее интересных представителей отечественных MOSFET-ов. Список их стремительно расширяется, так что следите за новинками.

Таблица 5.4

Обозначение	Аналог	$U_{СИ\ max}$, В	$R_{СИ}$, Ом	$I_{C\ max}$, А	$U_{зи\ max}$, В	P_{max} , Вт	$U_{зи\ пор}$, В
КП723А	IRFZ44	60	0,028	50	±20	150	2,0..4,0
КП723Б	IRFZ45	60	0,035				
КП723В	IRFZ40	50	0,028				
КП726А, А1	BUZ90A	600	2	4,0	±20	75	2,0..4,0
КП726Б, Б1	BUZ90	600	1,6	4,5			
КП727А	BUZ71	50	0,1	14	±20	40	2,1..4,0
КП727Б	IRFZ34	60	0,05	30		88	2,0..4,0
КП728Г1		700	5,0	3,0	±20	75	2,0..4,0
КП728С1		650	4,0	3,0			
КП728Е1		600	3,0	3,3			
КП728Л1		550	3,0	4,0			
КП731А	IRF710	400	3,6	2,0	±20	36	2,0..4,0
КП731Б	IRF711	350	3,6	2,0			
КП731В	IRF712	400	5,0	1,7			
КП737А	IRF630	200	0,4	9,0	±20	74	2,0..4,0
КП737Б	IRF634	250	0,45	8,1			
КП737В	IRF635	250	0,68	6,5			
КП739А	IRFZ14	60	0,2	10	±20	43	2,0..4,0
КП739Б	IRFZ10	50	0,2	10			
КП739В	IRFZ15	60	0,32	8,3			
КП740А	IRFZ24	60	0,1	17	±20	60	2,0..4,0
КП740Б	IRFZ20	50	0,1	17			
КП740В	IRFZ25	60	0,12	14			
КП741А	IRFZ48	60	0,018	50	±20	190	2,0..4,0
КП741Б	IRFZ46	50	0,024			150	
КП742А	STH75N06	60	0,014	75	±20	200	2,0..4,0
КП742Б	STH80N05	50	0,012	80			

Обозначение	Аналог	$U_{SD\max}$, В	R_{SD} , Ом	$I_c\max$, А	$U_{ZS\max}$, В	P_{max} , Вт	$U_{ZS\text{пор}}$, В
КП74-3А	IRF510	100	0,54	5,6	±20	43	2,0...4,0
КП74-3Б	IRF511	80	0,54	5,6			
КП74-3В	IRF512	100	0,74	4,9			
КП74-4А	IRF520	100	0,27	9,2	±20	60	2,0...4,0
КП74-4Б	IRF521	80	0,27	9,2			
КП74-4В	IRF522	100	0,36	8,0			
КП74-5А	IRF530	100	0,16	14,0	±20	88	2,0...4,0
КП74-5Б	IRF531	80	0,16	14,0			
КП74-5В	IRF532	100	0,23	12,0			
КП74-6А	IRF540	100	0,077	28,0	±20	150	2,0...4,0
КП74-6Б	IRF541	80	0,077	28,0			
КП74-6В	IRF542	100	0,1	25,0			
КП74-7А	IRFP150	100	0,055	41,0	±20	230	2,0...4,0
КП74-8А	IRF610	200	1,5	3,3	±20	36	2,0...4,0
КП74-8Б	IRF611	150	1,5	3,3			
КП74-8В	IRF612	200	2,4	2,6			
КП74-9А	IRF620	200	0,8	5,2	±20	50	2,0...4,0
КП74-9Б	IRF621	150	0,8	5,2			
КП74-9В	IRF622	200	1,2	4,0			
КП75-0А	IRF640	200	0,18	18,0	±20	125	2,0...4,0
КП75-0Б	IRF641	150	0,18	18,0			
КП75-0В	IRF642	200	0,22	16,0			
КП75-1А	IRF720	400	1,8	3,3	±20	50	2,0...4,0
КП75-1Б	IRF721	350	1,8	3,3			
КП75-1В	IRF722	400	2,5	2,8			
КП75-0А	IRF820	500	3,0	2,5	±20	50	2,0...4,0
КП75-0Б	IRF821	450	3,0	2,5			
КП75-0В	IRF822	500	4,0	2,2			

6. «Почти биполярный, почти полевой»

Биполярный транзистор с изолированным затвором (IGBT)

*...Знаешь, они действительно интересные, эти транзисторы! Непонятно только, каким *этот* образом можно управлять ими точно так же, как и полевыми?..*

Из переписки

6.1. Принцип IGBT

Мы уже хорошо знаем, что при изготовлении полевых транзисторов в их структуру обязательно появляется паразитный диод «сток-исток», который не находит практического применения, а зачастую просто мешает нормальному функционированию схем. Кроме того, высоковольтные транзисторы MOSFET всегда имеют большое сопротивление в открытом состоянии, что, конечно, затрудняет их массовое использование при напряжениях $U_{CI} > 300$ В.

В начале 1980-х гг. были проведены успешные эксперименты по созданию комбинированного транзистора, состоящего из управляющего MOSFET и выходного биполярного каскада, получившего название **биполярного транзистора с изолированным затвором (БТИЗ)**. Фирмы разработали множество способов получения таких приборов, однако наибольшее распространение получили транзисторы схемотехники IGBT (insulated gate bipolar transistor), в которых наиболее удачно удалось соединить особенности полевых и биполярных транзисторов, работающих в ключевом режиме.

Массовое производство отечественных транзисторов IGBT до настоящего времени не налажено. Нашиими инженерами был разработан транзистор КП710А, данные на который имеются в новых справочниках, но приобрести его невозможно — разработка пока остается «на бумаге». Будем надеяться, что в недалеком будущем отечественная промышленность, которая умела в советское время производить хо-

роющие полупроводниковые приборы, наладит дешевое производство конкурентоспособных силовых транзисторов MOSFET и IGBT. Пока этого не произойдет, отечественному разработчику придется ориентироваться на импортную элементную базу.

Русскоязычной литературы, посвященной использованию в силовой технике транзисторов IGBT, почти нет, да и та, что издана, представляет собой переводы так называемых заметок о применении (application notes), публикуемых фирмами-производителями компонентов силовой электроники [23]. Малочисленные российские разработчики конкурентоспособной импульсной силовой техники делают попытки поделиться своим практическим опытом [22], но все же эта интереснейшая область еще ждет своих инженеров. В этом разделе мы расскажем об основах применения IGBT.

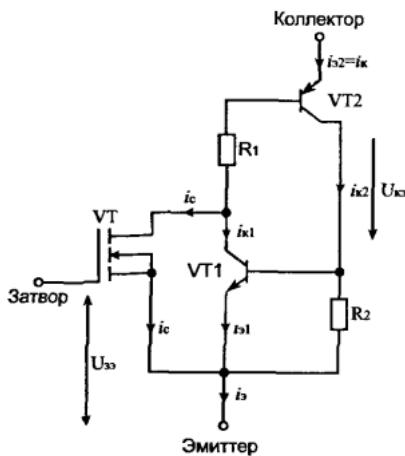


Рис. 6.1. Принцип действия IGBT

Внимательно посмотрите на рис. 6.1. Технологически транзистор IGBT получают из транзистора MOSFET посредством добавления еще одного биполярного транзистора структуры р-п-р, благодаря которому и возможно появление замечательных свойств этого силового прибора. Образовавшаяся структура из транзисторов VT1 и VT2 имеет внутреннюю положительную обратную связь, так как ток коллектора VT2 влияет на ток базы VT1 и наоборот. Коэффициенты передачи тока эмиттера транзисторов VT1 и VT2 соответственно равны β_1 и β_2 .

$$i_{\kappa 2} = i_3 \beta_2 \quad i_{\kappa 1} = i_3 \beta_1$$

$$i_3 = i_{\kappa 1} + i_{\kappa 2} + i_c$$

Таким образом, ток стока полевого транзистора:

$$i_c = i_3 (1 - \beta_1 - \beta_2).$$

Ток стока i_c полевого транзистора можно определить через его усилительную характеристику, называемую крутизной, и через напряжение затвора U_{33} . Ток силовой части транзистора IGBT:

$$i_k = i_3 = \frac{S U_{33}}{1 - (\beta_1 + \beta_2)} = S_{\text{экв}} U_{33},$$

где $S_{\text{экв}} = \frac{S}{1 - (\beta_1 + \beta_2)}$ — эквивалентная крутизна IGBT.

При $\beta_1 + \beta_2 \approx 1$ эквивалентная крутизна IGBT значительно превышает крутизну MOSFET. Регулировкой R1 и R2, которая осуществляется на этапе изготовления транзистора, можно управлять коэффициентами β_1 и β_2 .

Другим достоинством IGBT является значительное снижение последовательного сопротивления (по сравнению с MOSFET) силовой цепи в открытом состоянии. Благодаря этому снижаются тепловые потери на замкнутом ключе.

Условное обозначение транзистора IGBT, приведенное на рис. 6.2, указывает, что в его составе есть полевая и биполярная части.

Исследования показывают, что у транзистора IGBT отсутствует участок вторичного пробоя, характерный для классических биполярных транзисторов. Быстродействие IGBT, к сожалению, ниже быстродействия транзисторов MOSFET, а значит, их трудно использовать в источниках питания с высокими частотами преобразования. Однако IGBT быстрее биполярных транзисторов. Ограничение общей скорости переключения биполярных транзисторов с изолированным затвором кроется в конечном времени жизни неосновных носителей в базе p-n-p транзистора. То есть мы опять сталкиваемся со знакомым нам эффектом рассасывания неосновных носителей, который можно увидеть на рис. 6.3. Задача оптимизации времени рассасывания — очень противоречивая задача для фирмы-производителя транзисторов. Разберемся, почему это так.

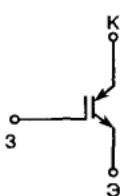


Рис. 6.2. Условное обозначение транзистора IGBT

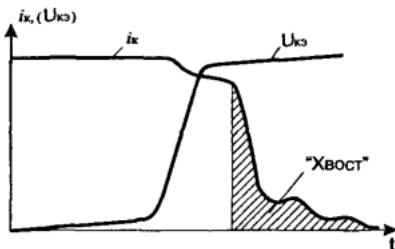


Рис. 6.3. Характерный «хвост» тока коллектора, появляющийся при запирании транзистора IGBT

Заряд, накопленный в базе р-п-р транзистора, вызывает характерный «хвост» тока при выключении IGBT. Как только имеющийся в составе транзистора IGBT полевой транзистор MOSFET прекращает проводить ток, в силовой цепи начинается рекомбинация неосновных носителей, которая является предтечей «хвоста». Этот «хвост» ведет к увеличению тепловых потерь и требует увеличения так называемого «мертвого времени» (dead time) в мостовых и полумостовых схемах между промежутками проводимости двух приборов.

База р-п-р транзистора, «отвечающего» за образование «хвоста», сделана недоступной извне, поэтому невозможно применить какие-либо индивидуальные схемотехнические методы для снижения времени переключения и уменьшения потерь. Борьба с нежелательными эффектами идет на этапе изготовления транзисторов.

Традиционный метод ускорения «рассасывания» неосновных носителей заключается в особом технологическом приеме, ускоряющем процесс их рекомбинации. Мы, конечно, рассматривать эти технологические приемы не будем. Нас интересует только их результат. Итак, уменьшение времени рекомбинации снижает коэффициент усиления р-п-р транзистора, а значит, увеличивает напряжение насыщения открытого IGBT транзистора (что ведет к росту статических потерь). Увеличение коэффициента усиления снижает напряжение насыщения, но увеличивает потери «хвоста». Чрезмерное увеличение коэффициента усиления может увеличить потери включения IGBT транзистора настолько, что они превысят потери выключения. Кроме того, в этом случае могут сложиться благоприятные условия для так называемого опасного защелкивания биполярной части транзистора. Дело в том, что биполярная часть IGBT транзистора представляет собой

p-n-p-n структуру, очень похожую на структуру всем известного тиристора. При $\beta_1 + \beta_2 > 1$, «защелкнувшись», транзистор может попросту сгореть, если не соблюдать правила работы с ним. Что такое «защелкивание»? Читатель наверняка знает, что тиристор, включаясь, теряет управление — закрыть его невозможно, пока не будет **полностью отключен** ток через силовую часть тиристора. Нечто подобное может произойти и с IGBT. Чтобы избежать защелкивания, нужно стараться не превышать знакомую нам норму $dU_{\text{кэ}} / dt$ (скорость изменения напряжения на коллекторе). Приближенно считается, что:

$$\frac{U_{\text{кэ}}^{\text{off}}}{t_r} \leq \left[\frac{dU_{\text{кэ}}}{dt} \right]_{\max},$$

где $U_{\text{кэ}}^{\text{off}}$ — напряжение «коллектор-эмиттер» транзистора в выключенном состоянии;
 t_r — время нарастания (справочный параметр).

Следует отметить, что ведущие мировые фирмы-производители транзисторов MOSFET (International Rectifier, IXYS, Motorola, Intersil и др.) гарантируют отсутствие «защелкивания» биполярной структуры вплоть до предельных значений напряжения «коллектор-эмиттер».

Учитывая противоречивые требования, предъявляемые к транзисторам IGBT (большая скорость переключения и малые коммутационные потери), фирмы-производители не стали оптимизировать параметры транзисторов, а выпустили ряд приборов, рассчитанных на разные частотные режимы работы, как показано на рис. 6.4. Ведущий производитель IGBT фирма International Rectifier классифицирует свою продукцию по следующим категориям:

- W — (warp speed) — 75...150 кГц;
- U — (ultra fast speed) — 10...75 кГц;
- F — (fast speed) — 3...10 кГц;
- S — (standard speed) — 1...3 кГц.

Частотный диапазон транзистора можно определить по графику, взятому из технических условий на конкретный прибор. Категория транзистора обычно указывается на титульном листе. Данный график, пример которого приведен на рис. 6.7, показывает соответствие рабочей частоты максимально допустимому току через прибор. Видно, что с повышением частоты необходимо снижать максимальный ток, по-

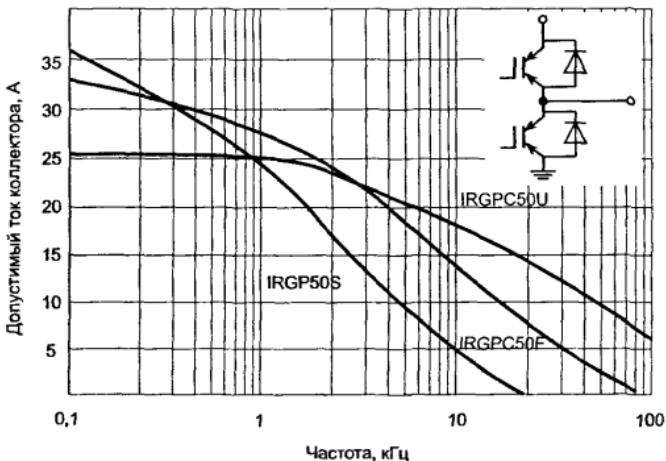


Рис. 6.4. Сравнительные частотные характеристики IGBT транзисторов разных категорий

скольку растут потери переключения. Также обратите внимание, что однотактное включение транзистора допускает большие значения пикиовых токов, нежели двухтактное. В качестве дополнительного примера приведен такой же график (рис. 6.5) для полумостового мощного транзисторного модуля GA400TD60U класса ultra-fast.

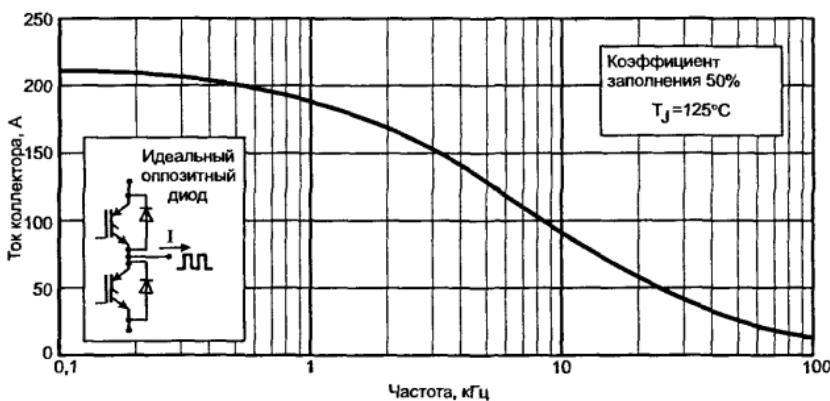


Рис. 6.5. График зависимости максимально допустимого тока коллектора от частоты переключения для транзисторного модуля GA400TD60U

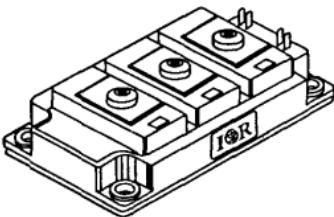


Рис. 6.6. Вид мощного полумостового транзисторного модуля в корпусе double int-a-pak

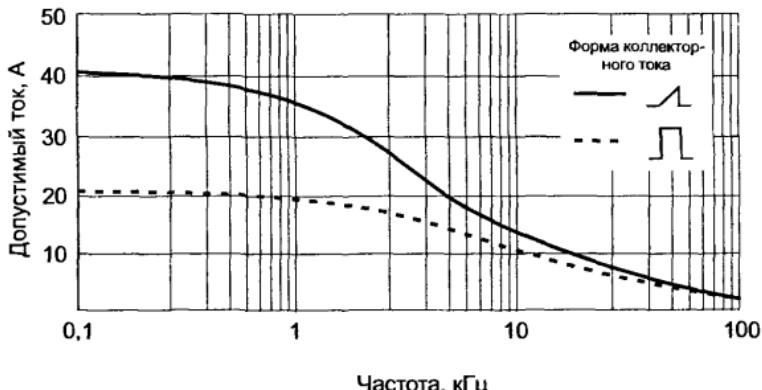


Рис. 6.7. График зависимости максимально допустимого тока коллектора от частоты переключения для транзистора IRG4BC30F: пунктирная линия — в составе двухтактной схемы; сплошная линия — в составе однотактной схемы

Область безопасной работы описывает способность транзистора противостоять перегрузкам по току и по напряжению. Перегружать IGBT транзистор по напряжению не допускается, но по току он выдерживает 7—10-кратные кратковременные перегрузки.

6.2. Правильное использование справочных данных

Когда мы рассматривали необходимые в работе справочные данные по транзисторам MOSFET, оказалось, что нам нужно несколько параметров и пара графиков. Транзисторы IGBT в силу сложности

своего внутреннего устройства требуют от разработчика более тщательного и глубокого анализа информации, содержащейся в технических условиях. Итак, рассмотрим основные параметры и характеристики транзистора IGBT на примере информации, содержащейся в технических условиях фирмы International Rectifier. Фирма не без основания гордится наличием наиболее полной справочной информации по выпускаемым ею изделиям. В обозначениях мы будем придерживаться «фирменных» индексов.

I_c — длительный (постоянный) ток коллектора (нормирован при 25 °C и при 100 °C). Сила максимального тока через транзистор обязательно оговорена для температуры корпуса. Часто в технических условиях может быть приведена графическая зависимость $I_c(t_c)$, где t_c — температура корпуса (case temperature). Познакомившись с основами тепловых расчетов для транзисторов MOSFET, мы без труда поймем, что кристалл IGBT транзистора также боится перегрева, поэтому разработчику следует следить за его температурой и выбирать допустимый ток, исходя из условий работы транзистора, не отступая от приведенных в технических условиях данных. Поможет ему в этом типовой график, изображенный на рис. 6.8. Для примера он взят нами из технических условий на транзистор IRG4BC30F.

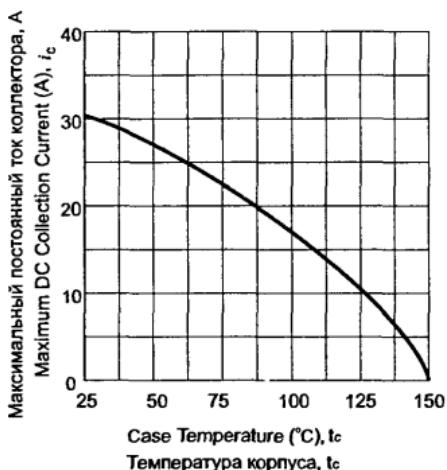


Рис. 6.8. График зависимости максимально допустимого тока коллектора от температуры корпуса t_c для транзистора IRG4BC30F

I_{cm} — импульсный ток коллектора. Как мы уже выяснили, IGBT может переносить пиковый кратковременный ток, в 7—10 раз превышающий постоянный ток I_c .

V_{ces} — допустимое напряжение «коллектор-эмиттер». Проектируя импульсный источник, нужно всегда следить, чтобы это напряжение не превышало допустимую величину, иначе произойдет потенциальный пробой цепи «коллектор-эмиттер».

P_D — максимальная мощность рассеяния (нормируется при 25 °C и при 100 °C). Рассчитывается по формуле:

$$P_D = \frac{t_j - t_a}{R_{jc}},$$

где R_{jc} — знакомое нам тепловое сопротивление «кристалл-корпус»;
 t_j — температура кристалла;
 t_a — температура окружающей среды.

Температура кристалла t_j может находиться в пределах 55...150 °C. Конечно, разработчику не следует проектировать конструкции на пределе температурного диапазона кристалла.

V_{(br)ces} — пробивное напряжение «коллектор-эмиттер». Этот параметр характеризует нижний предел пробивного напряжения. Следует отметить, что пробой характеризуется положительным температурным коэффициентом. Это значит, что с понижением температуры пробивное напряжение снижается.

V_{(br)ces} — пробивное напряжение «эмиттер-коллектор».

Внимание! Следует отличать этот параметр от V_{(br)ces}. Данное значение напряжения характеризует обратный пробой цепи «коллектор-база» р-п-р транзистора. По какой причине может произойти такой пробой, об этом расскажет рис. 6.9. В полумостовой схеме при выключении VT2 ток i_L «перехватывается» диодом VD1, возникает ток выключения, характеризуемый скоростью спада di_L / dt . Паразитная индуктивность монтажа L_s (в данном случае диод не встроен в транзистор, а является внешним защитным элементом), стремясь поддержать ток, вызывает на себя бросок напряжения. Отметим, что наличие паразитной индуктивности может быть обусловлено как плохими паразитными параметрами самого диода, так и непродуманным размещением компонентов в конструкции источника. Итак, коллекторное

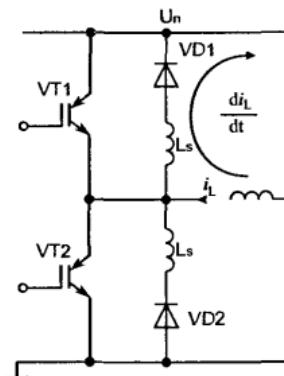


Рис. 6.9. Пояснительная схема к параметру «пробивное напряжение эмиттер-коллектор»

напряжение становится отрицательным по отношению к эмиттерному. Это обратное напряжение в случае хорошего монтажа и диодов с малыми паразитными параметрами может составлять единицы вольт. Типичное значение предельно допустимого обратного напряжения IGBT транзистора лежит в пределах 15—20 В, что заставляет разработчика аккуратно относиться к выбору компонентов схемы и технологии печатной платы.

V_{ce(on)} — напряжение насыщения «коллектор-эмиттер». Очень важный параметр, определяющий статические потери проводимости в открытом состоянии. Технические условия нормируют значения V_{ce(on)} на предельном и среднем токе при температуре 25 °С, а также на предельном токе при температуре 150 °С.

V_{ge(th)} — пороговое напряжение затвора. Это значение напряжения на затворе, при котором появляется ток в коллекторе. Пороговое напряжение уменьшается с повышением температуры.

I_{ces} — ток коллектора при нулевом напряжении на затворе. Другими словами, это ток утечки силовой цепи закрытого транзистора. В силу своей малости мы не будем его учитывать в своих расчетах.

Q_g, Q_{ge}, Q_{gc} — параметры заряда затвора (общий заряд, заряд емкости «затвор-эмиттер», заряд емкости «затвор-коллектор»). Эти значения пригодятся для определения параметров схемы управления затвором. К сожалению, значение общего заряда затвора нельзя использовать непосредственно для оценки скорости переключения IGBT, как это делается для транзисторов MOSFET.

$t_d^{(on)}$, t_r , $t_d^{(off)}$, t_f — время переключения транзистора. Нам очень важно понять, каким образом осуществляется включение и выключение. Поэтому, не откладывая в долгий ящик, разберемся в данном вопросе. Поможет нам в этом рис. 6.10.

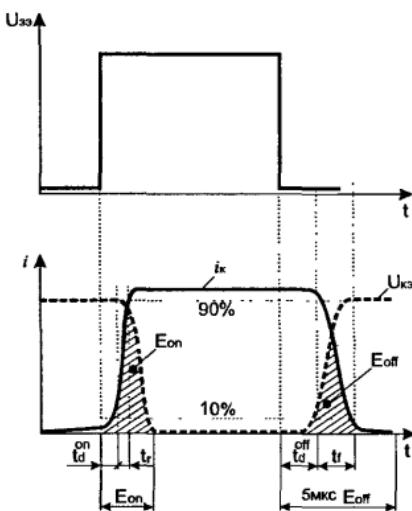


Рис. 6.10. Пояснительная диаграмма к параметрам скорости переключения транзистора

Задержка включения $t_d^{(on)}$ определяется как время между подачей на затвор отпирающего импульса и 10% нарастания тока коллектора.

Время нарастания t_r определяется нарастанием тока коллектора от 10% до 90% от своего номинального значения.

Время задержки выключения $t_d^{(off)}$ определяется как время между подачей запирающего импульса на затвор и нарастания на 10% относительно номинального значения напряжения на коллекторе.

Время спада t_f определяется как время уменьшения тока коллектора от 90% до 10% от своего номинального значения.

Открытие транзистора IGBT происходит следующим образом. Пока напряжение «затвор-эмиттер» равно нулю, транзистор закрыт. Поскольку для начала процесса открывания транзистора нет необходимости открывать управляющий MOSFET транзистор полностью,

время начала открытия IGBT совпадает с моментом достижения напряжения на затворе порогового уровня $V_{ge(th)}$. Это время будет определяться временем заряда емкости C_{ge} (заряд Q_{ge}). После этого транзистор начнет открываться. В силу действия внутренней положительной обратной связи транзистор резко, подобно компаратору, откроется за время t_r . Обратите внимание: время нарастания является наименьшим среди других времен переключения, определяющих динамические параметры транзистора.

Процесс закрывания транзистора, увы, протекает не так быстро, как открывания. После того, как запирающий импульс подан на затвор, MOSFET транзистор достаточно быстро закроется по законам, рассмотренным нами ранее, и ток в цепи стока упадет до нуля. Однако поскольку в базе транзистора p-n-p еще не «рассосались» неосновные носители, ток силовой цепи «коллектор-эмиттер» поддерживается на том же уровне в промежуток времени $t_d^{(off)}$. Затем транзистор резко начинает закрываться, но «хвост» не дает ему сделать это быстро, растягиваясь на время t_f .

E_{on} , E_{off} , E_{ts} — соответственно составляющие энергии: включения, выключения и суммарная.

Энергия включения E_{on} измеряется на интервале от 5% нарастания тока коллектора до 5% спада напряжения «коллектор-эмиттер» (от своих номинальных значений). Чтобы читателю было понятнее, как измеряется этот параметр, приведем пример. Для транзистора IRG4BC30F параметр E_{on} составляет 0,23 мДж при номинальном испытательном токе 17 А и номинальном испытательном напряжении 480 В. Измерения проводятся от момента, когда ток коллектора при включении вырастет до 0,85 А, и до момента, когда напряжение «коллектор-эмиттер» уменьшится до 24 В.

Энергия выключения E_{off} измеряется в течение периода времени 5 мкс с 5% подъема напряжения «коллектор-эмиттер». Шлейф тока («хвост») за это время гарантированно заканчивается. Для приведенного транзистора энергия E_{off} составляет 1,18 мДж. Моментом начала ее измерения станет подъем напряжения «коллектор-эмиттер» закрывающегося транзистора до 24 В.

Полная энергия переключения:

$$E_{ts} = E_{on} + E_{off}.$$

Следует отметить, что если в составе IGBT предусмотрен антипараллельный защитный диод, характеристики которого, в отличие от оппозитного диода MOSFET, намного лучше, то значение E_{ts} учитывает и потери обратного восстановления этого диода. Если IGBT не имеет оппозитного диода, потери вычисляются для диода отдельно, исходя из его характеристик.

Если мы внимательно посмотрим на график, характеризующий зависимость потерь переключения от тока заряда затвора (рис. 6.11), то можно убедиться, что эти потери очень мало зависят от тока затвора. Для приведенного графика при изменении R_g в 5 раз (при сохранении уровня управляющего напряжения) общая энергия потерь меняется всего в пределах 10%, что составляет так называемую «инженерную» точность расчетов. Поэтому при проектировании схемы управления транзистором IGBT рекомендуется выбрать по графику максимальное значение затворного резистора. Этим мы гарантированно обезопасим себя от случайного защелкивания и «звона» при параллельном соединении транзисторов, о чем будет сказано ниже.

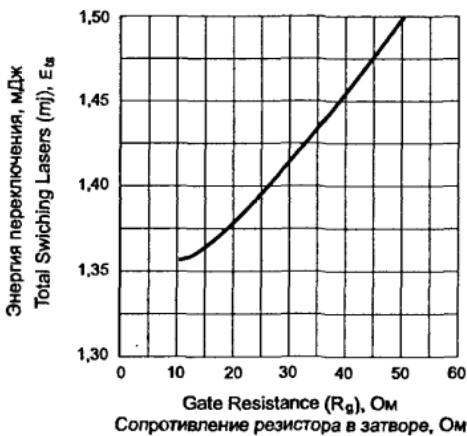


Рис. 6.11. График зависимости энергии E_{th} переключения транзистора от величины затворного резистора для IRG4BC30F

Потери переключения в гораздо большей степени зависят от тока коллектора, что видно из графика (рис. 6.12). Поэтому общие потери переключения следует определять по формуле:

$$P_{nep} = E_{ts}(I_c)f.$$

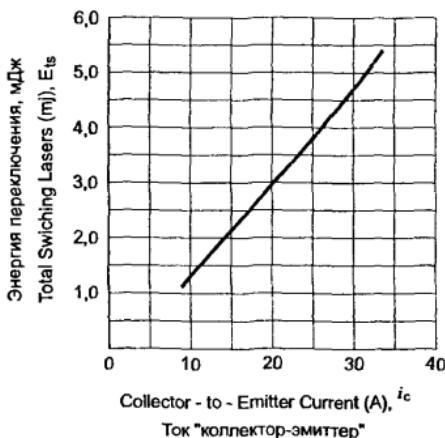


Рис. 6.12. График зависимости энергии переключения E_{th} транзистора IRG4BC30F от тока коллектора I_c для IRG4BC30F

Мощность статических потерь (потерь проводимости) может быть рассчитана из соотношения:

$$P_{np} = U_{CE(on)} i_c^{\varphi\phi\phi} .$$

Эффективное значение тока коллектора мы научились определять в главе 5.3, посвященной транзисторам MOSFET.

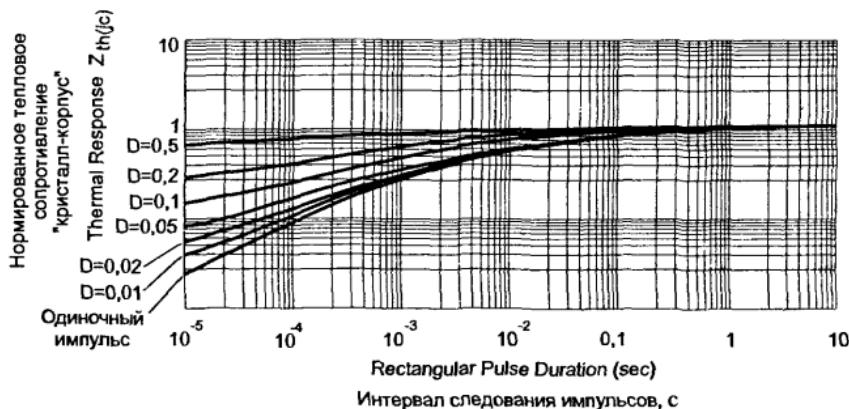


Рис. 6.13. График зависимости нормированного теплового сопротивления $Z_{th(c)}$ от частоты и скважности переключения транзистора IRG4BC30F

Законы тепловых расчетов для транзисторов IGBT аналогичны законам для транзисторов MOSFET, поэтому мы не будем останавливаться на них, — смотрите предыдущую главу.

6.3. О параллельной работе IGBT

Поскольку IGBT управляются, как и MOSFET, не током, а напряжением, транзисторы одного типономинала можно соединять параллельно без выравнивающих резисторов в цепи эмиттера. Несколько простых рекомендаций помогут разработчику правильно выполнить параллельное соединение IGBT.

- 1) Схема управления затворами IGBT должна быть источником напряжения, то есть иметь малое внутреннее сопротивление.
- 2) В цепь затвора каждого транзистора нужно включить резистор R_g , величина которого выбирается с помощью документации на транзистор.
- 3) Резистор R_g необходимо разместить как можно ближе к управляющему выводу транзистора во избежание выбросов на паразитных индуктивностях в цепи затвора.
- 4) Важность близкого расположения элементов силовой части возрастает с увеличением рабочего тока и рабочей частоты. Длинные связи между элементами могут привести к чрезмерным перенапряжениям и низкой нагрузочной способности. Размещение элементов схемы должно быть компактным и по возможности симметричным.
- 5) Для обеспечения равномерного прогрева транзисторов необходимо устанавливать их на общий радиатор.
- 6) Необходимо снизить рабочий ток, протекающий через параллельно соединенные транзисторы, относительно каждого прибора на 10—15% по сравнению с одиночным транзистором.

Таблица 6.1. Параметры некоторых транзисторов IGBT

Тип транзистора	V_{ce} , Вт	I_c , А	P_D , Вт
IRG4BC30F	600	17	100
IRG4BC30U	600	23	100
IRG4PH40U	1200	30	160
IRG4ZC70UD	600	100	350

Тип транзистора	V _{ce} , Вт	I _c , А	P _D , Вт
IRGDDN200M12	1200	200	1800
IRGDDN600K06	600	600	2600
IRGKIN050M12	1200	50	240
IRGNIN075M12	1200	75	600
IRGPC40KD2	600	42	160
IRGPF30F	900	20	100
IRGPH50F	120	45	200
MGP20N14CL	140	20	150
MGW14N60ED	600	14	110
MGY25N120	1200	20	210

7. Об основах тепловых расчетов

...Радиаторы я прикинул приблизительно, по размеру радиаторов в блоке питания компьютера. Если БП компа примерно на 200 Ватт, то беру пропорционально размеры. Если не хватит, возьму побольше...

Из переписки

Мы уже не раз упоминали о том, что очень часто силовые элементы импульсных источников электропитания рассеивают значительную мощность, и для отвода этой мощности необходим радиатор. Начинающие разработчики и малоопытные радиолюбители обычно в таких случаях берут первый попавшийся под руку радиатор, «на глазок» оценивая его теплоотводящие способности. Затем путем проб и ошибок корректируют размеры, отпиливают излишние куски. В импульсной технике такой подход может стать роковым для силовой части схемы источника, поэтому прежде чем приступить к разбору импульсных схем, важно научиться «считать тепло» в этих схемах.

Исследования тепловых процессов, которые начались еще во времена Ньютона, показали, что тепло может распространяться в пространстве тремя основными способами. Разберем их подробно.

Конвекция

Давайте озадачимся таким вопросом: зачем мы дуем на только что припаянный к печатной плате вывод? Мы знаем, что так припой быстрее затвердеет, поскольку конвективный поток воздуха быстрее отводит тепло. Математически конвективный теплообмен подчиняется закону:

$$P_n = \alpha_k S_S (T_S - T_a),$$

где P_n — тепловая мощность, которую радиатор должен рассеять в окружающем пространстве;

S_S — площадь поверхности радиатора;

T_S — температура радиатора;

T_a — температура окружающей среды;

α_k — коэффициент конвективного теплообмена между радиатором и средой.

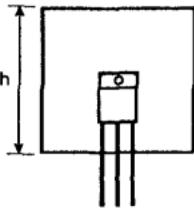
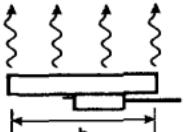
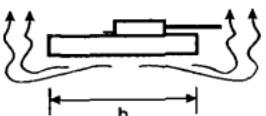
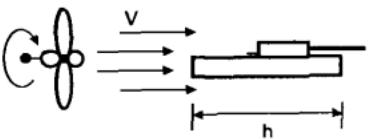
Величина, обратная произведению площади поверхности радиатора на коэффициент теплообмена, нам хорошо известна — это теплое сопротивление «радиатор-среда»:

$$R_{sa}^{(k)} = \frac{1}{\alpha_k S_S}.$$

Индекс «*k*» показывает, что теплообмен в этом случае осуществляется только конвективным способом.

Коэффициент теплообмена для типичных случаев расположения радиаторов выбирается из табл. 7.1.

Таблица 7.1

	<p>Плоская поверхность радиатора, ориентированная вертикально:</p> $\alpha_k = A_2 \sqrt{\frac{T_S - T_a}{h}}$
	<p>Плоская поверхность радиатора, ориентированная горизонтально, нагретой стороной вверх:</p> $\alpha_k = 1,3 A_2 \sqrt{\frac{T_S - T_a}{h}}$
	<p>Плоская поверхность радиатора, ориентированная горизонтально, нагретой стороной вниз:</p> $\alpha_k = 0,7 A_2 \sqrt{\frac{T_S - T_a}{h}}$
	<p>Плоская поверхность радиатора, обдуваемая потоком воздуха со скоростью <i>v</i>:</p> $\alpha_k = 0,66 \lambda \sqrt{\frac{v}{vh}} \text{ для } \frac{vh}{v} < 10^5$ $\alpha_k = 0,032 \lambda \sqrt{\frac{v}{vh}} \text{ для } \frac{vh}{v} > 10^5$ <p>λ — теплопроводность материала радиатора; <i>v</i> — так называемый кинематический коэффициент вязкости среды (для воздуха <i>v</i> = $1,33 \cdot 10^5$)</p>

Значение коэффициента A2 (для воздушной среды) выбирается из таблицы:

Таблица 7.2

T _{cp} , °C	0	10	20	30	40	60	80	100	120	140	150
A2	1,42	1,4	1,38	1,36	1,34	1,31	1,29	1,27	1,26	1,25	1,245

$$\text{Температура } T_{cp} = \frac{T_s + T_a}{2}.$$

Излучение

Помните, в электронной лампе воздух специально откачен из баллона, чтобы не создавать помех движению электронов. Это значит, что накальный электрод работает в вакууме, где принципиально не может существовать никакой конвекции. Это не значит, что накальный электрод расплавится, потому что нет воздушного теплоотвода. Расплавления электродов в вакууме не происходит, потому что тепловая энергия не только переносится, но и излучается.

Закон передачи энергии излучением очень похож на закон конвекции:

$$P_p = \alpha_s S_s (T_s - T_a),$$

где α_s — коэффициент теплообмена излучением.

Величина

$$R_{sa}^{(s)} = \frac{1}{\alpha_s S_s}$$

также нам знакома — это тепловое сопротивление теплообмена между радиатором и средой посредством излучения (индекс «сл»).

Чтобы определить тепловое сопротивление излучения, необходимо вычислить коэффициент теплообмена излучением:

$$\alpha_s = \varepsilon_s \varphi_{sa} f(T_a, T_s),$$

где ε_s — так называемая приведенная степень черноты поверхности излучения.

Понять физический смысл этой величины мы сможем, если вспомним, что черная поверхность гораздо сильнее нагревается солн-

нечными лучами, чем светлая или полированная. По этой причине теплоотводящие радиаторы всегда стремятся окрасить в темные цвета.

φ_{sa} — коэффициент облученности. Этот параметр показывает, какая часть энергии, излученной радиатором, попадает в окружающую среду. Представим, что у нас имеется ребристый радиатор. Часть энергии со «дна» радиатора, заштрихованная на рис. 7.1, свободно переходит в среду, а часть, не обозначенная штриховкой, поглощается ребрами. Для плоских радиаторов мы будем считать $\varphi_{sa} = 1$.

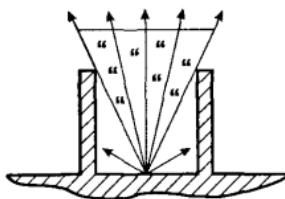


Рис. 7.1. К расчету коэффициента облученности

$f(T_a, T_s)$ — переходная температурная функция, определяемая разностью температур среды и радиатора (табл. 7.3).

Степень черноты разных поверхностей обозначена в табл. 7.4.

Таблица 7.3. Значение функции $f(T_a, T_S)$

T, °C	Temperatura окружющей среды Ta, °C														
	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	60	70	80	90	100
10	5,03														
15	5,16	5,32													
20	5,31	5,45	5,59												
25	5,45	5,59	5,76	5,9											
30	5,59	5,76	5,9	6,05	6,2										
35	5,76	5,9	6,05	6,2	6,35	6,51									
40	5,9	6,06	6,2	6,35	6,51	6,6	6,82								
45	6,05	6,2	6,35	6,51	6,66	6,83	7,0	7,14							
50	6,2	6,35	6,51	6,67	6,83	7,0	7,17	7,35	7,5						
60	6,65	6,7	6,87	7,04	7,19	7,35	7,51	7,69	7,87	8,05					
70	6,9	7,06	7,21	7,39	7,55	7,72	7,86	8,05	8,24	8,42	8,8				
80	7,27	7,44	7,59	7,75	7,8	8,07	8,26	8,45	8,65	8,83	9,2	9,62			
90	7,63	7,82	7,98	8,13	8,31	8,49	8,67	8,86	9,04	9,25	9,65	10,03	10,46		
100	8,03	8,19	8,37	8,53	8,72	8,91	9,09	9,28	9,46	9,66	10,08	10,49	11,91	11,36	
110	8,43	8,6	8,79	8,97	9,15	9,33	9,51	9,71	9,9	10,1	10,51	10,93	11,38	11,82	12,3

T_s , °C	Temperatura окружющей среды T_a , °C														
	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	60	70	80	90	100
120	8,85	9,02	9,2	9,4	9,56	9,77	9,98	10,17	10,35	10,56	11,01	11,42	11,87	12,31	12,8
130	9,3	9,49	9,65	9,88	10,01	10,22	10,41	10,62	10,81	11,02	11,42	11,9	12,37	12,87	13,32
140	9,75	9,95	10,12	10,3	10,5	10,72	10,90	11,1	11,31	11,51	11,94	12,4	12,89	13,4	13,85
150	10,2	10,39	10,57	10,77	10,96	11,6	11,37	11,57	11,79	12,0	12,44	12,9	13,38	13,87	14,38

Таблица 7.4

Материал	ϵ_s
Алюминий с полированной поверхностью	0,04...0,06
Оксисленный алюминий	0,2...0,31
Силуминовое литье	0,31...0,33
Черненый анодированный сплав	0,85...0,9
Латунь окисленная	0,22
Краски матовые темных цветов	0,92...0,96

Кондукция

Мы уже встречались с кондуктивным теплообменом, когда говорили о сопротивлениях «кристалл-корпус» и «корпус-радиатор». Электроизоляционная подложка, которая применяется для изоляции радиатора от электрических цепей, — также типичный случай применения способа кондуктивного теплообмена. Дело в том, что ее толщина мала по сравнению с остальными размерами, поэтому весь тепловой поток (поз. «1» на рис. 7.2) проходит через прокладку полностью, не рассеиваясь на ее боковых гранях (поз. «2» на рис. 7.2).

Вычисление теплового сопротивления для случая кондуктивного теплообмена приведено нами в главе, посвященной транзисторам MOSFET.

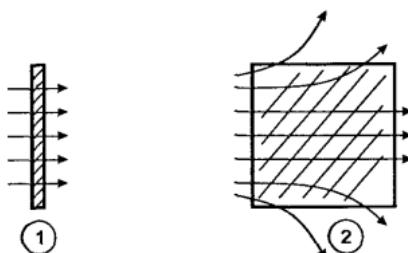


Рис. 7.2. Кондуктивный (1) и сложный (2) теплообмен

В тепловых расчетах радиаторов нужно учитывать все три составляющие теплообмена, однако кондукция учитывается как в справочных данных, так и при разработке электроизоляционных прокладок. При расчете излучения энергии от радиатора в среду кондуктивная составляющая сопротивления отсутствует, поэтому:

$$R_{sa} = \frac{R_{sa}^{(a)} R_{sa}^{(\kappa)}}{R_{sa}^{(a)} + R_{sa}^{(\kappa)}}.$$

С другой стороны, минимально возможное тепловое сопротивление «радиатор-среда» определяется исходя из реальной мощности тепловых потерь силового прибора:

$$R_{sa} = \frac{T_j - T_a}{P_n} - R_{jc} - R_{cs}.$$

До сих пор мы считали, что прогрев радиатора равномерен по всей его поверхности. В действительности размеры радиатора влияют на распределение поверхностной температуры — наиболее отдаленные участки прогреваются хуже. Учесть это обстоятельство можно введением коэффициента неравномерности прогрева радиатора, который определяется с помощью формулы:

$$R_{sa(p)} = \frac{R_{sa}}{g},$$

где $R_{sa(p)}$ — реальное тепловое сопротивление радиатора;
 g — коэффициент неравномерности прогрева.

Коэффициент наравномерности для плоского радиатора без принудительного охлаждения определяется из графика 7.3.

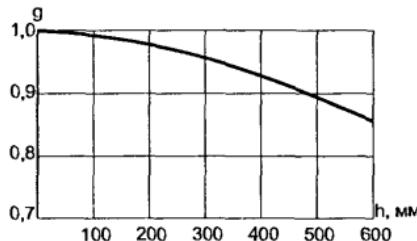


Рис. 7.3. График определения коэффициента неравномерности прогрева радиатора

Если радиатор обдувается потоком воздуха, прогрев оказывается еще более неравномерным, поскольку тепловой поток, проходя около стенки радиатора, нагревается и ухудшает свои теплоотводящие свойства.

Для охлаждения экспериментальных маломощных конструкций, описанных в книге, применяются пластинчатые радиаторы, поскольку они проще всего конструируются. В мощных источниках питания применять плоские радиаторы неразумно — они получаются слишком габаритными и неудобными для размещения в корпусе. В таких случаях необходимо использовать **ребристые** или **штыревые** радиаторы. Дополнительные ребра или штыри, незначительно увеличив объем радиатора, в несколько раз увеличивают его площадь.

У любознательного читателя наверняка родился вопрос: «Как рассчитывать такие радиаторы?» Методика их расчета немного сложнее, но, к счастью, она базируется на законах, которые мы рассмотрели. Ознакомиться с этой методикой можно, например, в [2].

Современные импульсные источники электропитания сегодня часто выполняются в виде модулей, имеющих снаружи только выводы подключения питающего напряжения, нагрузки. Иногда присутствует отверстие «под отвертку», предусмотренное для регулировки выходного напряжения. Корпуса таких модулей выполняются из алюминиевых сплавов, поэтому их используют в качестве радиаторов. Внутреннее пространство заполняется теплопроводящим компаундом, обеспечивающим, ко всему прочему, механическую стойкость. К сожалению, отремонтировать такой источник при выходе его из строя невозможно. О конструкциях и внешнем оформлении импульсных источников мы поговорим в заключительной главе.

8. «Одножильный — хорошо, многожильный — лучше!»

Скин-эффект и его влияние на потери мощности в обмотках индуктивных элементов

...Говорят, что лучше наматывать транс многожильным проводом, вроде бы меньше греться будет. Я взял монтажный провод — там куча луженых жил, и по сечению подойдет...

Из переписки

Эту главу можно смело пропустить тем, кто не будет разрабатывать источники мощностью более 200 Вт. Разработчикам более мощных схем без сведений о скин-эффекте не спроектировать хороший и экономичный источник, поэтому — внимание! Автор считает необходимым привести вначале небольшую теоретическую часть «для любознательных», а в конце дать расчетные соотношения, пригодные для инженерного проектирования.

Итак, из-за того, что магнитное поле проводника с переменным током наводит токи в толще самого проводника (вихревые токи), основной ток вытесняется ближе к поверхности. Полезное сечение проводника уменьшается, растет его сопротивление, увеличиваются активные потери.

Эквивалентное сопротивление провода на переменном токе вычисляется по формуле:

$$R_s = k_g R ,$$

где R — сопротивление провода постоянному току;
 k_g — коэффициент добавочных потерь.

Задача определения R_s сводится к определению коэффициента добавочных потерь.

Известно, что плотность тока на любом расстоянии Z от поверхности проводника определяется из выражения:

$$j(z) = j_e \frac{z}{\lambda} \sin(\omega t - \frac{z}{\lambda}),$$

где j_e — плотность тока у поверхности проводника;

$\omega = 2\pi f$ — круговая частота тока;

$$\lambda = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_a \gamma_{np}}};$$

$\mu_a = \mu \mu_0$ — абсолютная магнитная проницаемость материала проводника.

В практических расчетах удобнее пользоваться понятием **эквивалентной глубины проникновения**. Это такая глубина, на которой плотность тока считается неизменной.

Сопротивление сплошного проводника круглого сечения зависит от соотношения между наружным диаметром провода d_0 и глубиной проникновения, которая тем меньше, чем выше частота.

При низких частотах ($d_0 < 2\lambda$) сопротивление переменному току метра провода:

$$R_3^* = R^* \left[1 + \frac{1}{48} \left(\frac{d_0}{2\lambda} \right)^4 \right],$$

где $R^* = \frac{4}{\pi d_0^2 \gamma_{np}}$ — сопротивление постоянному току погонного метра провода;

γ_{np} — удельная проводимость (для меди $\gamma_{np} = 5,5 \cdot 10^5 \text{ 1/Ом} \cdot \text{см}$).

При высоких частотах ($d_0 > 2\lambda$):

$$R_3^* = R^* \left[\frac{1}{4} + \frac{d_0}{4\lambda} + \frac{6}{32} \cdot \frac{\lambda}{d_0} \right].$$

Коэффициент добавочных потерь

при $d_0 < 2\lambda$:

$$k_g = 1 + \frac{1}{48} \left(\frac{d_0}{2\lambda} \right)^4,$$

при $d_0 > 2\lambda$:

$$k_g = \frac{1}{4} + \frac{d_0}{4\lambda} + \frac{6}{32} \cdot \frac{\lambda}{d_0}.$$

Чтобы уменьшить коэффициент добавочных потерь, обмотки мощных индуктивных элементов наматывают многожильным проводом, каждая жила которого изолирована от остальных. Отдельные жилы необходимо скрутить по всей длине провода. Изоляция отдельных проводников приводит к тому, что сечение провода d_0 заполнено медью не полностью, а лишь частично, с коэффициентом заполнения меньше 1.

При общем числе проводников в проводе N между диаметром жилы d_s существует соотношение:

$$d_s = d_0 \sqrt{\frac{k_3}{N}},$$

где k_3 — коэффициент заполнения сечения медью (для круглого многожильного провода принимается примерно равным 0,5).

Коэффициент добавочных потерь многожильного провода:

$$k_g = 1 + \frac{1}{48} \left(\frac{d_s}{2\lambda} \right)^4 + \frac{k_3^2}{8} \left(\frac{d_0}{d_s} \right)^2 \left(\frac{d_s}{2\lambda} \right)^4.$$

Сопротивление постоянному току 1 метра многожильного провода:

$$R^* = \frac{4}{\pi d_0^2 \gamma_{np} k_3}.$$

Данные вычисления были проведены для уединенного (свободного) проводника. В обмотке индуктивных элементов к эффекту вытеснения добавляется эффект близости проводников, их взаимное влияние друг на друга.

Для обмотки, намотанной круглым проводом, можно воспользоваться приближенной формулой:

$$k_g = 1 + \left(\frac{m^2}{15} \right) \left(\frac{d_0^4}{16} \right) (\omega \mu_a \gamma_{np})^2,$$

где m — число слоев обмотки.

В практических расчетах удобнее пользоваться заранее рассчитанными значениями коэффициента k_g .

Общая рекомендация заключается в выборе для намотки провода из проводников с k_g для данной частоты не более 1,1.

Таблица 8.1

Частота, кГц	Значение k_g для проводника диаметром d_0 , мм						
	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2
500	2,37	2,12	1,85	1,59	1,32	1,13	1,026
400	2,16	1,93	1,67	1,46	1,21	1,083	1,0
300	1,9	1,7	1,48	1,3	1,14	1,06	1,0
250	1,76	1,57	1,38	1,23	1,1	1,034	1,0
200	1,6	1,43	1,27	1,2	1,083	1,03	1,0
150	1,4	1,28	1,11	1,072	1,0	1,0	1,0
100	1,3	1,24	1,08	1,025	1,0	1,0	1,0
75	1,24	1,097	1,06	1,0	1,0	1,0	1,0
50	1,065	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
20	1,014	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0

В заключение этой главы следует сказать, что приведенных теоретических сведений по расчету и выбору основных элементов конструкции источников вполне достаточно для радиолюбителя. Профессиональному разработчику, желающему проектировать конструкции на уровне мировых стандартов, этот материал послужит неплохой отправной точкой. Дерзайте!

9. «Этот чудесный чоппер»

...Я так думаю, что этот чоппер сгодится для моей схемы. Надежнее работать будет, и греться меньше...

Из переписки

9.1. Что такое чопперная схема

Chopper (прерыватель) — наиболее известная в семействе импульсных стабилизаторов схема. Поэтому с ее рассмотрения мы и начнем наше знакомство со схемотехникой и принципами работы преобразователей DC/DC («постоянный ток/постоянный ток»).

Схема, приведенная на рис. 9.1, состоит из следующих обязательных элементов:

- силового ключа Кл, осуществляющего высокочастотную коммутацию тока (обычно роль ключа выполняет мощный биполярный или полевой транзистор);
- разрядного диода VD;
- низкочастотного сглаживающего фильтра L, C;
- схемы управления и обратной связи, осуществляющей стабилизацию напряжения или тока.

Другое известное название чопперной схемы — *импульсный последовательный стабилизатор понижающего типа*. Как видно из рис. 9.1, ключевой элемент Кл и дроссель фильтра L включены последовательно с нагрузкой R_n . Рабочий цикл чоппера состоит, как показано на рис. 9.2, из двух фаз: фазы накачки энергии и фазы разряда на нагрузку. Рассмотрим их подробнее.

Фаза 1 — накачки энергии

Эта фаза протекает на протяжении времени t_u . Ключевой элемент замкнут и проводит ток i_n , который течет от источника питания U_n к нагрузке через дроссель L, в котором в это время происходит накопле-

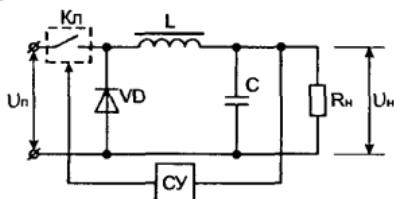


Рис. 9.1. Базовая схема чопперного стабилизатора

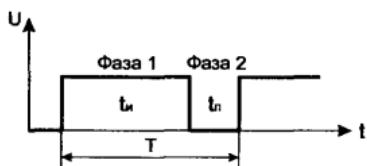


Рис. 9.2. Фазы работы чопперного стабилизатора

ние энергии. В это же время подзаряжается конденсатор C . Работа элементов в этой фазе показана на рис. 9.3.

Фаза 2 — разряд

Любой индуктивный элемент при скачкообразном изменении характеристик цепи (будь то ее обрыв или замыкание на нагрузку с другим значением сопротивления) всегда стремится воспрепятствовать изменению направления и величины тока, протекающего через его обмотку. Поэтому, когда по окончании фазы 1 происходит размыкание ключа $K_{\text{л}}$, ток i_n , поддерживаемый индуктивным элементом, вынужден замыкаться через разрядный диод VD . Поскольку источник питания отключен, дросселю неоткуда пополнять убыль энергии, поэтому он начинает разряжаться по цепи «диод-нагрузка», как показано на рис. 9.4. Отсюда и идет название диода — «разрядный». Через некоторый промежуток времени t_n ключ вновь замыкается и процесс повторяется.

Несколько позже, в соответствующем разделе, мы подробно рассмотрим требования, предъявляемые к разрядному диоду. Пока, для простоты, считаем, что наш диод является идеальным элементом, который начинает мгновенно проводить ток при размыкании ключа $K_{\text{л}}$, а также мгновенно закрывается (восстанавливает свои запирающие свойства) при замыкании ключа.

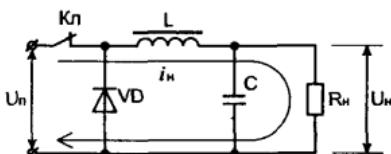


Рис. 9.3. Фаза накачки энергии

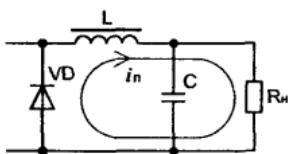


Рис. 9.4. Фаза разряда на нагрузку

Рабочая частота стабилизатора задается схемой управления и определяется:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_u + t_n},$$

где T — период коммутации схемы управления стабилизатора.

Введем новое понятие, которое очень поможет нам при дальнейшем анализе схемы. Итак, отношение длительности открытого состояния ключа, при котором происходит накачка энергии, к периоду коммутации называется **коэффициентом заполнения**.

$$\gamma = \frac{t_u}{T} = \frac{t_u}{t_u + t_n} = t_u f,$$

где f — рабочая частота схемы управления.

Прежде чем разобраться, почему, управляя длительностью открытого состояния ключа t_u , возможно регулировать величину напряжения, питающего нагрузку, поясним необходимость присутствия в схеме сглаживающего фильтра. Представим, что мы на время исключили фильтр из схемы и, подключив нагрузку к точке соединения ключа и разрядного диода, наблюдаем по осциллографу за формой питающего напряжения. В таком случае напряжение на нагрузке $U_{\text{вых}}$ имеет характер прямоугольных импульсов с амплитудой U_n , как показано на рис. 9.5. Естественно, что питать аппаратуру таким источником нельзя. Что же нас выручает? Дело в том, что любой однополярный сигнал (как частный случай несимметричного двуполярного сигнала) имеет замечательное свойство — наличие в его спектре постоянной составляющей, которую можно выделить, пропустив этот сигнал через низкочастотный фильтр. На сегодняшний день известно великое множество фильтров разного качества и сложности. В нашем случае мы используем классическую Г-образную схему LC-фильтра.

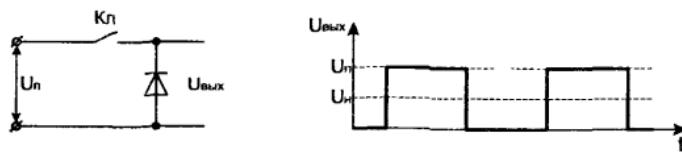


Рис. 9.5. Работа чопперного стабилизатора без сглаживающего фильтра

Операция выделения постоянной составляющей эквивалентна определению среднего значения сигнала. Как мы уже выяснили, напряжение на входе фильтра имеет импульсный характер. Фильтруя постоянную составляющую, мы как бы усредняем сигнал, «размазываем» его по всему периоду T . Как это объяснить проще? Представьте, что импульсы — это горки песка, насыпанные на дорожке через равные промежутки. Мы берем в руки каток и разравниваем песок равномерно по всей дорожке. Конечно, высота сплошного слоя будет меньше высоты отдельных горок, зато дорожка получится гладкой. А математически операция сглаживания выглядит следующим образом:

$$U_n = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) R_n dt,$$

где $i(t)$ — мгновенное (то есть взятое в конкретный момент) значение тока в нагрузке.

Подынтегральное выражение — это мгновенное значение напряжения на нагрузке, которое мы должны вычислить для каждого момента времени внутри периода, а затем, сложив их, усреднить по времени периода. Не пугайтесь, вам уже (в который раз) не придется вычислять интеграл. Дело в том, что сглаживающие фильтры проектируются так, чтобы на их выходе остаточные пульсации были как можно меньше и приближали выходной сигнал к идеалу. Как рассчитать такой фильтр, мы расскажем в следующем разделе, а сейчас, предполагая, что наш фильтр полностью подавляет пульсации, вычислим среднее значение напряжения на нагрузке чоппера. Учтем также, что ток $i(t)$ обладает постоянством во времени:

$i(t) = i_n^{\max}$ — постоянный максимальный ток в нагрузке, который протекает, когда ключ замкнут на длительное время, то есть схема управления не работает.

Итак,

$$U_n = \frac{t_u}{T} i_n^{\max} R_n.$$

Как мы видим, напряжение на нагрузке прямо пропорционально ширине импульса t_u . Когда ключ открыт на длительное время, $U_n = U_n$. Когда ключ на длительное время закрыт, $U_n = 0$. Отсюда ясно, что

$$U_n = \gamma U_n.$$

Таким образом, при наличии хорошего сглаживающего фильтра, управляя только коэффициентом заполнения, увеличивая или уменьшая длительность открытого состояния ключа, мы можем легко регулировать напряжение на нагрузке.

Попутный вывод, который можно сделать, прочитав этот раздел, — в данной схеме принципиально невозможно получить напряжение на нагрузке больше, чем напряжение питания стабилизатора. В дальнейшем мы попробуем изменить подобную ситуацию, а сейчас перейдем к определению основных параметров чопперной схемы.

9.2. Расчет чопперной схемы

Номенклатура микросхем управления чопперными стабилизаторами, выпускаемых в мире, весьма широка. При необходимости профессиональный разработчик или радиолюбитель сможет без труда выбрать подходящую микросборку по таким параметрам, как напряжение стабилизации, мощность, габаритные размеры, стоимость и т.д. В справочной документации на эти микросхемы всегда приводится типовая схема включения со всеми номиналами и типами дополнительных элементов, таких, как резисторы, конденсаторы, индуктивности. К сожалению, производители микросхем редко объясняют, почему на типовой схеме они указали именно такие номиналы, а не какие-либо другие. В то же время у разработчика импульсного блока питания может просто не оказаться под рукой идеально подходящего элемента, но есть другие, похожие. Пойдут ли они? Трудности могут возникнуть у радиолюбителя при самостоятельном изготовлении индуктивного элемента. Какой магнитопровод или сердечник взять? Сколько витков намотать? Каким проводом? Поэтому и профессионалам, и любителям не лишне познакомиться с методикой определения параметров элементов чопперной схемы.

Внимание! Чоппер может работать в двух режимах (не путать с фазами!): режиме безразрывных токов дросселя и режиме разрывных токов дросселя.

Рассмотрим особенности этих режимов, воспользовавшись рис. 9.6.

Закон спада тока дросселя в фазе его разряда приближенно определяется из выражения:

$$i_L(t) = i_L^0 - \frac{U_n}{L} t,$$

где i_L^0 — мгновенное значение тока в дросселе в момент окончания фазы заряда.

В случае, если

$$\frac{U_n}{L} t_n \geq i_L^0$$

говорят о разрывности тока дросселя.

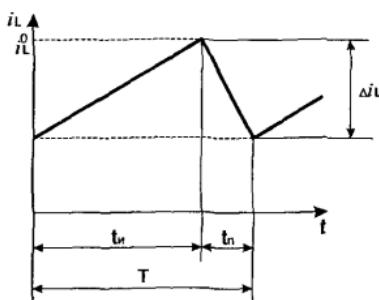


Рис. 9.6. Режим безразрывных токов дросселя

Режим безразрывных токов дросселя

В этом случае форма тока через дроссель будет подобна изображенной на рис. 9.6. Из курса теоретических основ электротехники известно, что закон, описывающий соотношение между током и напряжением на индуктивном элементе, выглядит следующим образом:

$$U_L = \frac{d\Delta i_L}{dt} \cdot L.$$

Отсюда

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} \int U_L dt.$$

Сделаем допущение, которое избавит нас от необходимости интегрирования по всем правилам.

Напряжение на индуктивном элементе с большой степенью точности можно считать постоянным, поскольку напряжение питания

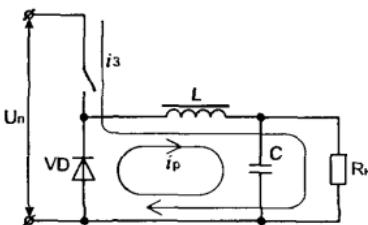


Рис. 9.7. К анализу режимов работы чопперной схемы

принципиально не меняется, а постоянство напряжения на нагрузке обеспечивается достаточной величиной емкости С. Поэтому от интегрирования мы перейдем к простому произведению:

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} (U_n - U_u) t_u .$$

Из предыдущего раздела нам известно, что

$$U_u = \frac{t_u}{T} U_n .$$

Следовательно, после подстановки мы получим:

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} U_n \left(1 - \frac{t_u}{T} \right) t_u .$$

В окончательном, удобном для анализа виде формула оценки режима работы чопперного стабилизатора выглядит следующим образом:

$$\Delta i_L = (1 - \gamma) \gamma \frac{U_n}{f L} = (1 - \gamma) \frac{U_n}{f L} .$$

Теперь выясним, что происходит, когда схема начинает работать в режиме разрывных токов дросселя.

Режим разрывных токов

Из рисунка 9.8 видно, что в этом случае мы также можем воспользоваться выражениями, полученными нами выше. Режим разрывных токов для чопперной схемы нежелателен, поэтому следует выбирать индуктивность дросселя фильтра такой, чтобы его избежать. Проверочное условие для величины индуктивности дросселя:

$$L \geq \frac{R_h}{2f} (1 - \gamma_{\min}),$$

где γ_{\min} — минимальный коэффициент заполнения.

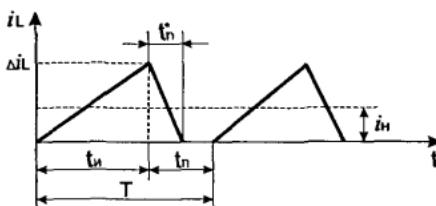


Рис. 9.8. Режим разрывных токов дросселя

Замечание для любознательных. Как получена эта формула?

И в самом деле, откуда берется цифра «2» в знаменателе? На первый взгляд кажется, что здесь вкрадась ошибка, которая «кочует» из одной книги в другую. Задавшись этим вопросом, автор пересмотрел немало технических изданий, но нигде не удалось найти вывод формулы для оценки режима разрывных токов. Оставалось вывести ее самостоятельно.

Читатели, не особенно любящие вдаваться в тонкости расчетных соотношений, спокойно могут пропустить это замечание и пользоваться готовым результатом. Но для начинающих разработчиков будет весьма полезно «сразиться» с математикой импульсных процессов.

Переходный процесс при включении чоппера показан на рис. 9.9. До начала работы энергия в индуктивных и емкостных элементах отсутствует, поскольку нет тока в индуктивности L , нет напряжения на конденсаторе C . Первый цикл «заряд-разряд» порождает добавку тока $\Delta i_{\text{доб}}$ в индуктивном элементе, которая заряжает конденсатор фильтра. Ток в индуктивном элементе, таким образом, будет иметь две составляющих: переменную, обозначенную на рисунке пилообразной линией, и постоянную i_h , для которой конденсатор фильтра как бы «не виден» (сопротивление конденсатора постоянному току бесконечно). Эта ситуация схематически показана на рис. 9.10.

В режиме безразрывных токов дросселя ток непрерывно течет как в нагрузке, так и в индуктивном элементе. Режим разрывных токов характеризуется тем, что ток в индуктивном элементе время от време-

ни прерывается. В нагрузке ток не прерывается никогда в силу того, что конденсатор, выделяя постоянную составляющую, выполняет роль эквивалента источника ЭДС.

Итак, изобразим графически режим, пограничный с разрывным, и определим среднее значение i_n как отношение площади треугольника и периода коммутации T . Мы опять как бы «размазали» эту площадь по периоду, превратили треугольник в эквивалентный прямоугольник, заштрихованный на рисунке 9.11.

$$i_n = \frac{1}{T} \int_0^T \Delta i_L \frac{t}{t_s} dt + \frac{1}{T} \int_{t_s}^T \Delta i_L \frac{T-t}{T-t_s} dt,$$

где Δi_L — амплитуда изменения тока дросселя (полный размах «нарастание-спад»).

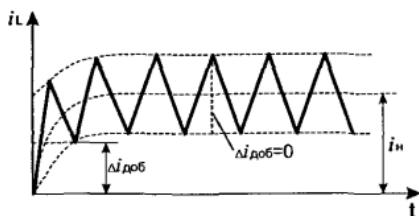


Рис. 9.9. Переходный процесс в индуктивном элементе при запуске стабилизатора

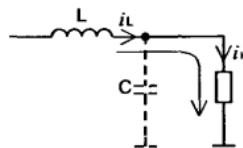


Рис. 9.10. Выходной каскад чоппера по отношению к постоянному току нагрузки

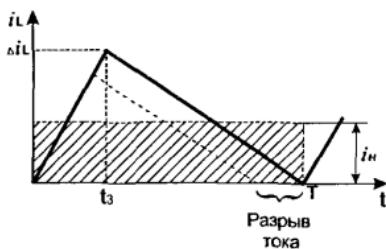


Рис. 9.11. Пояснение фильтрации импульсного напряжения

После стандартных преобразований получаем:

$$i_n = \Delta i_L \left[\frac{t_3}{2T} + \frac{T}{2(T-t_3)} + \frac{t_3^2}{2(T-t_3)} - \frac{Tt_3}{T-t_3} \right].$$

Учитывая определение коэффициента заполнения γ :

$$i_n = \Delta i_L \left[\frac{\gamma}{2} + \frac{\gamma}{2} \cdot \frac{\gamma}{1-\gamma} - \frac{\gamma}{1-\gamma} + \frac{1}{2(1-\gamma)} \right] = \frac{1}{2} \Delta i_L.$$

Мы пришли к очень простому соотношению — в режиме, пограничном с разрывным, постоянная составляющая (ток нагрузки) в 2 раза меньше изменения тока дросселя от нулевого до предельного значения. Теперь мы получили знакомую формулу:

$$\Delta i_L = 2i_n = (1-\gamma) \frac{U_n}{fL}.$$

При расчете чопперного стабилизатора удобнее ориентироваться на известные и понятные исходные данные, такие, как напряжение на нагрузке, ток в нагрузке и т.д. Поэтому математическое выражение для оценки критического значения индуктивности фильтра будет иметь следующий вид:

$$L \geq (1 - \gamma_{\min}) \frac{U_n}{2i_n}.$$

Мы замечаем, что чем более высокое значение индуктивности по сравнению с критической мы выбираем, тем меньше будет амплитуда тока, тем более ток дросселя будет приближаться к току нагрузки.

Оценка режима работы чопперного стабилизатора является важным этапом расчета. Однако определяющим номиналы элементов является все же расчет фильтра по допустимому уровню пульсаций напряжения на нагрузке.

Поэтому рассмотрим вопрос проектирования сглаживающего фильтра.

Как мы уже знаем, в чопперных схемах основным типом сглаживающего фильтра является однозвездный Г-образный LC-фильтр. Этот тип фильтра, как впрочем, и все остальные, характеризуется так называемым **коэффициентом сглаживания q** . Коэффициент сглажи-

вания — основной параметр, характеризующий фильтр с точки зрения степени выделения постоянной составляющей.

Разберемся, что именно оценивает коэффициент сглаживания. Говоря научно-техническим языком, коэффициент q — это отношение амплитуды первой гармоники пульсаций на входе фильтра к амплитуде первой гармоники на его выходе. А как объяснить проще? Предположим, что мы подали на вход фильтра переменное напряжение. Форма этого напряжения может быть отличной от синусоидальной (например, прямоугольная, как в нашей чопперной схеме). Существует математический прием, называемый разложением в ряд Фурье, с помощью которого несинусоидальный сигнал можно представить как сумму синусоидальных сигналов, один из которых будет иметь частоту, равную частоте основного сигнала, а другие — кратные частоты. Синусоидальный сигнал, частота которого совпадает с частотой основного сигнала, носит название **первой гармоники**. Перед разработчиком фильтра наиболее остро стоит задача ослабления первой гармоники, поскольку кратные гармоники «еще выше» и их можно не учитывать.

Рассмотрим рис. 9.12.

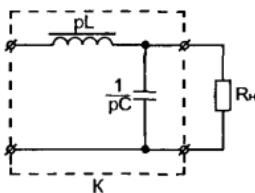


Рис. 9.12. Расчетная схема Г-образного фильтра низких частот

Для большинства фильтров

$$q = \frac{1}{k},$$

где k — передаточная функция фильтра.

Профессиональный разработчик должен уметь вычислять и анализировать передаточные функции любой сложности, поскольку на практике могут встречаться замысловатые схемы фильтров. Радиолюбителю же можно, не вдаваясь в подробности, пользоваться готовыми результатами.

Итак, запишем передаточную функцию Г-образного фильтра. Вообще, если поступать по всем правилам электротехники, мы обязаны записать амплитудную и фазовую характеристику фильтра, разложить входной сигнал в ряд Фурье, «пропустить» его через фильтр и «собрать» на выходе. Но в данном случае нам не столько интересен вид характеристик и точное воспроизведение формы сигналов, сколько возможность ослабления фильтром первой гармоники сигнала известной частоты. Это значительно упрощает наши расчеты. Учтем, что конденсатор С и индуктивность L образуют делитель напряжения, чем-то напоминающий обычный резистивный, но в данном случае частотнозависимый:

$$k = \frac{1/\omega C}{\omega L + 1/\omega C} = \frac{1}{\omega^2 LC + 1},$$

где $\omega = 2\pi f$ — круговая частота.

LC-фильтр является резонансной системой. Известно, что произведение LC связано с собственной резонансной частотой фильтра следующим соотношением:

$$\omega_p^2 = 1/LC.$$

Поэтому при $\omega^2 LC > 10$ можно пренебречь единицей, стоящей в знаменателе передаточной функции фильтра. Коэффициент сглаживания однозвенного Г-образного фильтра, таким образом, можно оценивать по следующей очень простой формуле:

$$q = 4\pi^2 f^2 L C,$$

где f — частота работы схемы управления.

Для большинства реальных схем, построенных на основе Г-образного фильтра, этим расчетом можно ограничиться. Во избежание резонансных явлений в фильтре рекомендуется задаваться коэффициентом сглаживания не менее 3.

Рекомендуемое значение коэффициента сглаживания для однозвенного фильтра — не более 10000. Однако уже при $q > 30$ однозвездный фильтр становится неоптимальным по затратам индуктивности и съемки. Соответственно, неоптимальными становятся и массогабаритные показатели. Вопрос оптимизации может остро встать перед

разработчиками автономной малогабаритной аппаратуры, перед проектировщиками очень мощных источников и перед создателями автоматических регуляторов тока с высокими динамическими показателями. В большинстве же случаев, касающихся маломощных стабилизаторов, оптимизацию фильтра можно считать излишней и уравнять в произведении LC индуктивность и емкость, распределив их по следующему правилу. Допустим, в результате расчетов мы получили значение LC равным 10^{-8} Гн · Ф. Тогда численное значение номиналов индуктивности и емкости отыщутся следующим образом:

$$L = \sqrt{LC} ; \quad C = \sqrt{LC} .$$

Таким образом, для проектируемого фильтра номиналы индуктивности и емкости будут соответственно 100 мГн и 100 мкФ. Автор обращает внимание читателей на то, что знак равенства в последних двух формулах не совсем правомерен. Вычисля среднее геометрическое двух физических величин, мы вынуждены в данном случае сделать их безразмерными, а потом внести необходимый физический смысл. Однако для практики такой результат удобен, и им можно пользоваться для решения задач фильтрации.

При необходимости получения очень высоких коэффициентов сглаживания необходимо переходить к проектированию многозвездных фильтров. В разные годы было выпущено множество книг по этой тематике, и подходящее издание без труда найдется в ближайшей библиотеке. За подробностями расчета можно обратиться, например, к [9], стр. 118.

Замечание для любознательных. Данное замечание советуем прочитать тем, кто собирается проектировать чопперную схему мощностью более 200 Вт, питающуюся напряжением более 50 В и в широких пределах регулирующую напряжение на нагрузке. Появление этого замечания связано с испытаниями автором чопперной схемы, рассчитанной на 1 кВт. В процессе работы была выявлена следующая неприятная особенность. Поскольку питание схемы осуществлялось от 3-х фазной сети через выпрямитель (пониженным, но не сглаженным напряжением), в питающем напряжении наблюдались пульсации частотой 300 Гц, как показано на рис. 9.13.

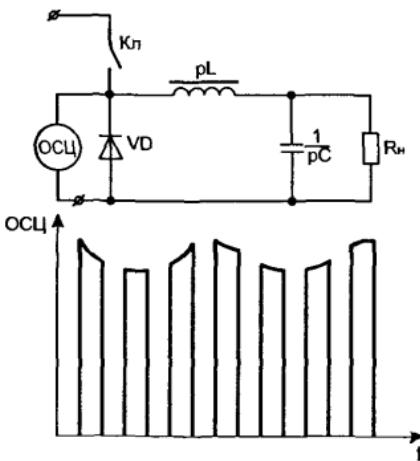


Рис. 9.13. Резонансные явления в мощных чопперных схемах

Оscиллограф, подключенный к точкам схемы, обозначенным на рис. 9.13, отображал приведенную ниже картину. Впрочем, такой вид напряжения в данной точке вполне ожидаем, поскольку питающее напряжение дополнительно не слажено, его пульсации промодулированы импульсами, следующие с частотой работы схемы. Следует отметить, что пульсации составляют 5,7% от номинального значения напряжения в так называемой двухполупериодной трехфазной схеме выпрямления Ларионова. Частота работы данной схемы была выбрана около 30 кГц, а коэффициент заполнения менялся от 0 до 0,95. При определенном характерном значении γ амплитуда пульсаций резко, в 3-4 раза усиливалась, что, конечно, отражалось и на пульсациях в нагрузке. Природа явления стала понятной после сопоставления частоты собственного резонанса фильтра и частоты пульсаций. Они оказались примерно равными. Вдобавок соотношение R_n , L и C было таким, что передаточная функция фильтра носила резко выраженный колебательный характер.

В маломощных стабилизаторах подобное резонансное явление практически незаметно и им вполне можно пренебречь. Однако в мощных схемах, в которых, строго нормированы пульсации в нагрузке, необходимо рассчитывать фильтр так, чтобы свести его передаточную функцию к апериодическому (неколебательному) виду.

Итак, проанализируем процессы, происходящие в фильтре, с учетом сопротивления нагрузки. Теперь мы обязаны честно записать передаточную функцию фильтра:

$$k = \frac{R_n}{1 + pR_nC} \left(1 + p \frac{L}{R_n} + p^2 LC \right).$$

Выражение, стоящее в скобках, является так называемым характеристическим уравнением фильтра, определяющим характер процессов в фильтре (колебательный или апериодический). Корни характеристического уравнения:

$$\alpha_{1,2} = \frac{-\frac{L}{R_n} \pm \sqrt{\left[\frac{L^2}{R_n^2} - 4LC \right]}}{2LC}.$$

Мы видим, что выражение, стоящее под знаком квадратного корня, при определенных условиях может оказаться отрицательным. Это значит, что передаточная функция приобретает колебательный вид, и при определенных условиях (что наблюдалось автором в схеме) наступает неизбежный резонанс. Поэтому необходимо исключить резонансные явления в фильтре:

$$\frac{L^2}{R_n^2} - 4LC \geq 0.$$

Следовательно:

$$2\sqrt{\rho} \geq R_n,$$

где $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$ — волновое (резонансное) сопротивление фильтра.

Отсюда

$$C \leq \frac{2\sqrt{LC}}{R_n}.$$

Произведение LC мы определяем, исходя из коэффициента сглаживания q .

9.3. TRANSIL — новый способ защиты от перенапряжений

Мы уже говорили о том, что силовые транзисторы панически боятся превышения допустимого напряжения между силовыми электродами. Как показывает практика, в импульсных источниках опасные выбросы напряжения наблюдаются сплошь и рядом. Связано это со всевозможными паразитными параметрами схемы, одним из которых является паразитная индуктивность проводов. К примеру, двухсантиметровый отрезок провода имеет собственную индуктивность 10 нГн. «Подумаешь, какая мелочь!» — скажете вы. А вот и не мелочь! Разберемся, насколько это опасно для схемы.

Пусть в нашей чопперной схеме присутствует паразитная индуктивность $L_{\text{пар}}$, которая при протекании тока i_D накапливает энергию, как показано на рис. 9.14. Когда транзистор VT закрывается, току i_D требуется цепь разряда, однако поскольку ее нет, ток уменьшается со скоростью закрытия транзистора. Напряжение на паразитной индуктивности в этот момент будет:

$$U_{\text{пар}} = L_{\text{пар}} \frac{di_D}{dt}.$$

Таким образом, при $\frac{di_D}{dt} = 10 \text{ В/нсек}$ (что в два раза меньше, чем максимальный возможный параметр для MOSFET IRFP350) и $L_{\text{пар}} = 10 \text{ нГн}$ $U_{\text{пар}} = 100 \text{ В}$. Поскольку в момент размыкания ключа че-

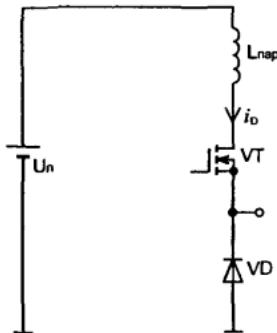


Рис. 9.14. К расчету влияния индуктивности монтажных проводников

рез диод VD начинает течь ток, исток транзистора подключается к земле и к напряжению «сток-исток» закрытого транзистора добавятся эти 100 В. Теперь представьте, что наша схема работает при питании 30 В. Это значит, что мы должны выбирать транзистор по допустимому напряжению «сток-исток» не менее 130 В.

Чтобы снизить перенапряжения, вызванные так называемой «индуктивностью монтажа», обычно поступают так, как показано на рис. 9.15: в схему вводят конденсатор C^* , выводы которого делают как можно короче, подключая их как можно ближе к выводам транзистора. Энергия, накапливаемая в индуктивности L_{nap} за время открытого состояния транзистора VT:

$$Q_{nap} = \frac{L_{nap} i_D^2}{2}.$$

Эта энергия должна быть поглощена конденсатором C^* достаточной емкости. Энергия как бы должна «перетечь» из одного элемента в другой:

$$\frac{C^* \Delta U^2}{2} = \frac{L_{nap} i_D^2}{2},$$

где ΔU — допускаемая величина перенапряжения на стоке.

Исходя из этого условия, приблизительно оценив индуктивность подводящих проводов, нужно сосчитать необходимую емкость.

В сильноточных импульсных источниках электропитания величина, а соответственно и габариты конденсатора C^* , увы, получаются достаточно большими. Поэтому конструкторы шли на всевозможные ухищрения, чтобы снизить паразитные индуктивности проводов. К примеру, были разработаны специальные конденсаторы с короткими и толстыми выводами (с малой собственной индуктивностью). С появлением на рынке **защитных диодов TRANSIL** задача значительно упростилась. Это, конечно, не значит, что можно уже навсегда забыть про «индуктивность монтажа», но, по крайней мере, вспоминать о ней гораздо реже. Диоды TRANSIL рекомендуется вводить в схему чоппера в соответствии с рис. 9.16.

Ведущим производителем диодов TRANSIL является фирма SGS_Thomson. Что представляют собой эти замечательные диоды? Как видно из графика 9.17, TRANSIL очень похож на стабилитрон,

пробой которого происходит при некотором значении обратного напряжения.

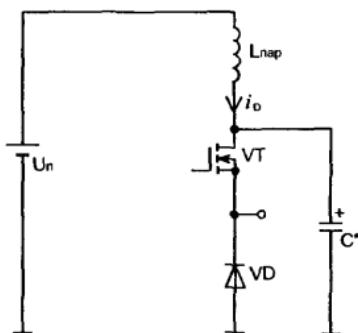


Рис. 9.15. Способ защиты от влияния паразитной индуктивности монтажа

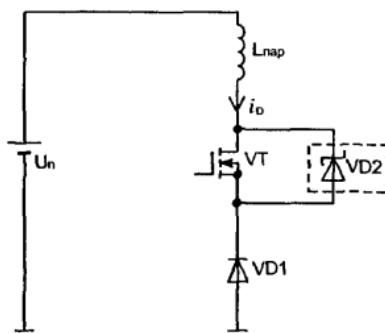


Рис. 9.16. Способ включения диодов TRANSIL

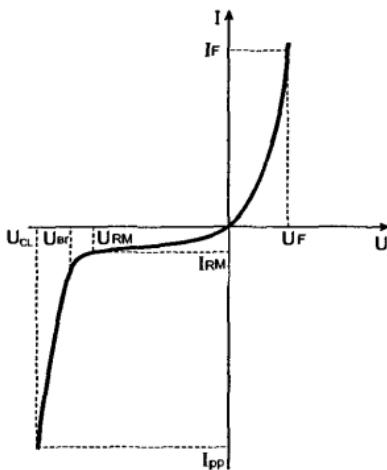


Рис. 9.17. Вольт-амперная характеристика диода TRANSIL

И все же отличие TRANSIL от стабилитронов существенно — время их срабатывания составляет несколько пикосекунд. При этом, несмотря на крохотные габариты (длина около 10 мм), защитные диоды способны поглощать импульсы огромной мощности.

На рисунке 9.17:

U_{RM} — напряжение в состоянии «закрыт»;

U_{BR} — напряжение пробоя;

U_{CL} — фиксированное напряжение;

I_{RM} — ток утечки;

I_{PP} — пиковый импульсный ток;

U_F — прямое падение напряжения.

Таблица 9.1. Энергетические параметры диодов TRANSIL

Обозначение	Параметр		Велич.	Ед. изм.
P_{pp}	Пиковая рассеиваемая мощность (в течение 1 мс)		1500	Вт
P	Мощность рассеяния на постоянном токе (средняя)		5	Вт

Таблица 9.2. Основные параметры некоторых диодов TRANSIL

Тип диода	I_{RM} , мА	U_{RM} , В	U_{BR} , В	U_{CL} , В	I_{PP} , А	C , пФ
1,5KE12A	5	10,2	12	21,7	461	6000
1,5KE18A	1	15,3	18	32,5	308	4300
1,5KE24A	1	20,5	24	42,8	234	3500
1,5KE27A	1	23,1	27	48,3	207	3200
1,5KE36A	1	30,8	36	64,3	156	2500
1,5KE47A	1	40,2	47	84	119	2050
1,5KE100A	1	85,5	100	178	56	1150
1,5KE150A	1	128	150	265	38	850
1,5KE250A	1	213	250	442	23	560
1,5KE440A	1	376	440	776	13	360

Естественно, что напряжение U_{BR} должно быть не меньше, чем напряжение питания стабилизатора, но также должны быть учтены максимальные колебания питающего напряжения.

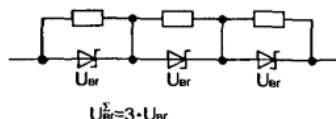


Рис. 9.18. Использование диодов TRANSIL
в высоковольтных схемах

Если под рукой не окажется подходящего защитного диода? Ценный совет для такого случая дал А. Колпаков: возможно соединение диодов TRANSIL последовательно с выравнивающими сопротивлениями не менее 1 МОм, как показано на рис. 9.18.

9.4. «Подводные камни» коммутационных процессов

Рассматривая нашу чопперную схему, мы до сих пор считали, что разрядный диод идеален, то есть мгновенно начинает проводить электрический ток и мгновенно восстанавливает свои запирающие свойства. Реальные диоды работают, конечно, иначе — им приходится затрачивать некоторое время на включение и выключение. Учитывая это обстоятельство, выясним, какие неприятности могут нас ожидать.

Для начала заменим разрядный диод обычным сопротивлением R_h , как показано на рис. 9.19. Когда ключ разомкнут, тока в цепи коллектора нет, $U_{k3} = U_n$. Это состояние схемы соответствует точке «1» на графике 9.20. Открывая ключевой транзистор, мы перемещаемся по линии 1—5, изображенной на графике штрихпунктиром. В точке «5» ток коллектора имеет значение U_n / R_h . Напряжение на открытом транзисторе становится равным нулю.

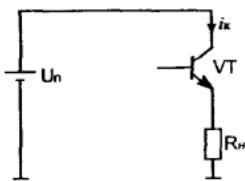


Рис. 9.19. К исследованию влияния конечного времени восстановления разрядного диода

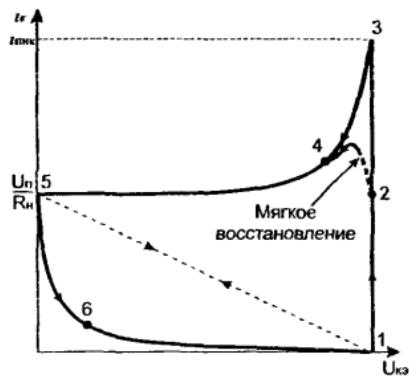


Рис. 9.20. График, отражающий коммутационные процессы в схеме с реальным разрядным диодом

Совершенно по-другому протекают коммутационные процессы в схеме с реальным разрядным диодом. Почему? Дело в том, что все р-п переходы диодов при прохождении через них прямого тока накапливают на границе областей проводимости электрический заряд. Поэтому диод не сможет закрыться до тех пор, пока все накопленные носители заряда не исчезнут, не «рассосутся». На исчезновение носителей затрачивается время, которое носит название **времени обратного восстановления**.

Итак, когда мы открываем транзистор, через него начинает протекать ток i_k , который должен «перехватить» ток нагрузки, который до этого момента проходил через разрядный диод. Однако диод не может сразу закрыться, поэтому, как показано на рис. 9.21:

$$i_d = i_h - i_k,$$

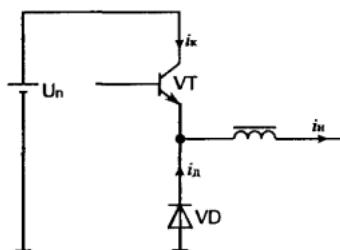


Рис. 9.21. К расчету энергии обратного восстановления разрядного диода

В прямом направлении падение напряжения на диоде составляет 1...2 В, поэтому эмиттер транзистора оказывается подключенным к земле, следовательно, ток i_k быстро вырастает до значения $i_{\text{пик}}$ (линия 1—3 на рис. 9.20). Хорошо, если транзистор допускает такой пиковый ток, который в случае использования диода с большим временем обратного восстановления может в несколько раз (пусть даже на короткое время) превышать номинальный рабочий ток. Что происходит дальше? Начинается процесс «рассасывания» носителей заряда, и ток резко падает по кривой 3—4—5 до номинального значения.

Процесс включения диода на разрядном токе гораздо менее инерционен, поэтому мы вполне можем рассматривать включающийся диод как безынерционный элемент. Включение разрядного диода происходит по кривой 5—6—1.

Чтобы снизить пиковый ток восстановления диода, необходимо выбрать для чопперной схемы диод с минимальным (насколько возможно) временем обратного восстановления (peak recovery time). Идеально подходят для чопперных схем диоды Шоттки. На сегодняшний день выпускаются диоды Шоттки, допускающие прямой ток через себя порядка 240 А (249NQ150). К сожалению, этим замечательным диодам свойственен существенный недостаток — максимальное обратное напряжение у самых лучших представителей этого класса силовых приборов не превышает 150 В (наиболее распространены диоды Шоттки с обратным напряжением 40—60 В). Как быть, если разработчику нужно спроектировать преобразователь с номинальным входным напряжением более 150 В? В этом случае очень хорошие результаты по КПД и надежности обеспечивают специально разработанные для этих целей фирмой International Rectifier ультрабыстрые диоды HEXFRED (гексагональные эпитаксильные диоды со сверхбыстрым временем восстановления). Фирма International Rectifier издает исчерпывающую техническую документацию на производимую продукцию, и все необходимые технические условия в удобном электронном формате PDF можно получить в сети Интернет по адресу <http://www.irf.com>.

Для практических расчетов, конечно, вся информация, содержащаяся в фирменных datasheet, нам не потребуется. Обозначим то, что нам нужно, а также научимся правильно пользоваться полученными сведениями.

- V_R — максимальное обратное напряжение «катод-анод» (cathode-to-anode voltage);
- V_F — падение напряжения при протекании прямого тока;
- I_F — постоянный прямой ток (continuous forward current);
- I_{FSM} — одиночный импульс прямого тока (single pulse forward current);
- I_{FRM} — повторяющийся импульс прямого тока (maximum repetitive forward current);
- Q_{rr} — полный заряд обратного восстановления (reverse recovery charge);
- t_{rr} — полное время обратного восстановления (reverse recovery time).

Кроме того, в документации содержатся сведения для теплового расчета охлаждающего радиатора (тепловые сопротивления, максимальная рассеиваемая мощность без теплоотвода, максимально допустимая температура р-п-перехода). Об основах теплового расчета мы вели разговор в главе, посвященной полевым транзисторам. Сейчас нам нужно вычислить полную мощность, рассеиваемую на диоде.

Картину полного времени восстановления диода графически можно представить так, как показано на рис. 9.22. При этом:

$$t_{rr} = t_a + t_b,$$

где t_a — время роста обратного тока восстановления диода от нуля до пикового отрицательного значения;

t_b — время спада обратного тока восстановления от пикового значения до нуля.

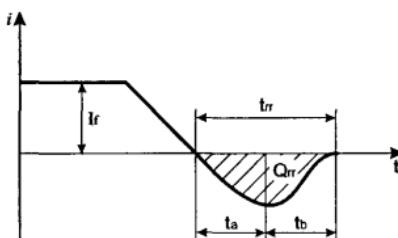


Рис. 9.22. К расчету заряда обратного восстановления диода HEXFRED

Как мы знаем, поскольку к диоду прикладывается большое обратное напряжение, в то время, как через него течет обратный ток, диоду нужно рассеивать большую мощность, которая как раз и вычисляется как произведение тока на напряжение. Мощность, рассеиваемая на диоде, складывается из:

$$P = P_{con} + P_{sw},$$

где P — полные потери мощности на диоде;

P_{con} — потери прямой проводимости;

P_{sw} — потери при выключении (потери обратного восстановления).

Потери P_{con} определяются очень просто. Мы исходим из того, что через диод течет постоянный ток, поддерживаемый индуктивностью фильтра, и на диоде падает постоянное напряжение:

$$P_{con} = V_F I_F \gamma .$$

Гораздо сложнее, на первый взгляд, обстоит дело с потерями при выключении, поскольку ток обратного восстановления сначала нарастает, а потом падает. Закон изменения тока во времени носит сложный характер, поэтому нам придется вычислять мгновенную мощность на очень коротких промежутках времени, а потом получившиеся результаты просуммировать. Проще всего, как вы уже догадались, сделать это с помощью интегрирования.

Итак, мощность переключения:

$$P_{sw} = E_{sw} f ,$$

где E_{sw} — энергия потерь при обратном восстановлении, Дж;
 f — рабочая частота стабилизатора.

Определяется энергия потерь так:

$$E_{sw} = \int_0^{t_n} i(t) U(t) dt ,$$

где $U(t)$ — напряжение, приложенное к диоду.

Поскольку в момент включения транзистора к диоду прикладывается напряжение питания, которое, конечно, неизменно, то мы можем записать:

$$E_{sw} = U_n \int_0^{t_n} i(t) dt ,$$

Вся сложность теперь состоит в вычислении интеграла от тока, протекающего через диод. Здесь существует несколько способов. Можно заменить кривую обратного восстановления на участках t_a и t_b двумя прямыми и вычислить площадь получившегося треугольника. Но для этого нужно знать величину пикового тока. На наш взгляд, лучше воспользоваться вторым способом. Определимся, что представляет собой интеграл, приведенный выше. Это — заряд, который необходимо «передать» диоду, чтобы он восстановил свои запирающие свойства:

$$Q_{rr} = \int_0^{t_n} i(t) dt .$$

Заряд обратного восстановления — справочный параметр, который специально посчитан производителями элементов по экспериментально снятым кривым обратного восстановления.

Итак,

$$P_{sw} = U_n Q_{rr} f.$$

В заключение приведем таблицу основных параметров некоторых диодов HEXFRED.

Таблица 9.3. Основные параметры некоторых диодов HEXFRED

Тип диода	U, В	I, А	$t_{IT\ max}$, нс	Корпус
HFA04TB60	600	4	42	TO-220
HFA06TB120	1200	6	26	TO-220
HFA08TB60S	600	8	55	TO-247
HFA15PB60	600	15	60	TO-247
HFA25PB60	600	25	60	TO-247
HFA30PA60C	600	30	60	TO-247
HFA50PA60C	600	50	60	TO-247
HFA70NH60	600	70	120	D-67

9.5. Проектирование дросселя для чопперной схемы

Обычно при проектировании блоков питания, рассчитанных на входное напряжение частотой 50 Гц разработчики редко озадачиваются конструированием индуктивных элементов. Поскольку выпускается типовой ряд дросселей, например, серии «Д» на различные значения токов и номинальных индуктивностей, остается только выбрать близкий к расчетным данным номинал. Совершенно по-другому приходится поступать разработчикам высокочастотных импульсных источников электропитания. Номенклатура готовых импульсных дросселей и трансформаторов ограничена изделиями, применяемыми в массовом производстве, например, телевизоров (трансформаторы ТПИ-3, ТПИ-5 используются в телевизионных БП). Не лучшая ситуация с высокочастотными индуктивными элементами складывается и за рубежом. Как правило, готовые моточные изделия можно подобрать только к источникам с мощностью в единицы ватт.

Объясняется данная ситуация просто: индуктивные элементы высокочастотных источников питания проектируются **индивидуально** для **конкретной** разработки, поскольку слишком многие факторы определяют их конструктивные параметры. Наших теоретических знаний, полученных в ходе чтения этой книги, вполне достаточно, чтобы спроектировать хороший индуктивный элемент.

Исходными данными для расчета дросселя являются индуктивность L , а также ток нагрузки i_n . Вообще, как мы успели установить, ток нагрузки и ток дросселя — это не одно и то же. Но мы будем всегда считать, что индуктивность нашего дросселя намного больше критической, поэтому ток нагрузки приравняем к току дросселя.

В индуктивном элементе выделяется тепловая энергия в виде потерь в магнитопроводе и потерь на активном сопротивлении обмотки. Следовательно, разработчику нужно спроектировать дроссель так, чтобы тепло достаточно хорошо рассеивалось в окружающем пространстве, не перегревая сам дроссель.

Введем понятие **энергоемкости** дросселя:

$$E_M = \frac{L i_n^2}{2}.$$

Расчеты показывают, что энергоемкость дросселя связана с объемом, занимаемым ферромагнетиком, соотношением:

$$V_M = \sqrt[4]{\left(\frac{5 \cdot 10^3 E_M}{\mu_c \alpha \Delta T} \right)^3},$$

где μ_c — эквивалентная проницаемость сердечника;

α — коэффициент теплоотдачи;

ΔT — допустимый перегрев;

$[V_M]$ — в см^3 .

Читателю, уже познакомившемуся с основами тепловых расчетов, будет интересно узнать, как влияет тепловой режим на габаритные размеры индуктивных элементов. Коэффициент теплоотдачи, как мы знаем, показывает, насколько хорошо выделяющееся тепло рассеивается в окружающей среде. Коэффициент теплоотдачи для индуктивного элемента, находящегося в обычных условиях (в воздухе), равен:

$$\alpha = 1,2 \cdot 10^{-3} \text{ Вт}/(\text{см}^2 \cdot ^\circ\text{C})$$

Если, к примеру, мы поместим наш индуктивный элемент в емкость с трансформаторным маслом (что обычно предусматривают в конструкции мощных трансформаторов для электросетей), мы должны будем подставлять в формулу:

$$\alpha = 3,6 \cdot 10^{-3} \text{ Вт}/(\text{см}^2 \cdot ^\circ\text{C})$$

Объем магнитопровода в этом случае (по сравнению с воздушной средой) снизится в:

$$\frac{V_{\text{воздух}}}{V_{\text{масло}}} = 4 \sqrt[3]{\frac{3,6 \cdot 10^{-3}}{1,2 \cdot 10^{-3}}} = 2,3 \text{ раза.}$$

Объем магнитопровода можно снизить, если в конструкции источника питания будет предусмотрен вентилятор, обдувающий индуктивный элемент во время его работы. Коэффициент теплоотдачи в случае воздушного обдува:

$$\alpha_v = \alpha (1 + 0,5\sqrt{v}),$$

где v — скорость воздушного потока, м/с;

α — коэффициент теплоотдачи в воздушной среде.

Ситуация, когда вентилятор применяется для охлаждения индуктивного элемента, встречается в маломощных источниках питания крайне редко, поэтому необходимо ориентироваться на то, что индуктивный элемент будет работать в замкнутом воздушном пространстве.

Объем магнитопровода, определяемый тепловыми потерями, является **минимально возможным объемом**. Разработчику снижать этот объем при неизменных условиях охлаждения, разумеется, не рекомендуется.

В формуле для расчета V_M встречается эквивалентная магнитная проницаемость сердечника μ_c , которая, как мы знаем, может отличаться от начальной магнитной проницаемости ферромагнетика μ . Поскольку все дроссели импульсных источников электропитания работают в условиях однополярных токов, мы обязаны снижать величину остаточной индукции B_r . Наиболее доступный способ — это введение немагнитного зазора. Если позволяют параметры схемы управления (главным образом, частота переключения), можно применять не

требующие зазора компактные альсиферовые или МО-permаллоевые магнитопроводы.

Магнитопроводы не могут иметь произвольные размеры — их номенклатура ограничена стандартным рядом типономиналов. Поэтому, определяя минимальный объем магнитопровода, разработчик должен выбрать из стандартного ряда ближайший подходящий конструктив. Приблизительно оценить объем стандартного магнитопровода Ш-образной конструкции можно по характерным параметрам — площади рабочего сечения и площади окна:

$$V_{Ш} = \sqrt[4]{\left[\frac{SS_0}{0,13} \right]^3},$$

где $[S]$, $[S_0]$ — в см^2 ;
 $[V_{Ш}]$ — в см^3 .

Для кольцевых магнитопроводов:

$$V_O = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \left(1 + \frac{D}{d} \right) S \sqrt{S_o} .$$

В приведенных формулах:

$V_{Ш}$, V_O — объем магнитопровода;

S — площадь рабочего сечения магнитопровода;

S_0 — площадь окна магнитопровода;

D , d — наружный и внутренний диаметры О-образного магнитопровода.

Все параметры, входящие в формулы, являются справочными данными, поэтому очень легко оценить объем магнитопровода, пользуясь этими соотношениями. Конечно, иногда в справочниках приводят непосредственно объемы, но встречаются эти данные гораздо реже, поэтому нeliшне иметь под рукой оценочные формулы.

Условие нормального теплового режима:

$$V_{Ш} \geq V_M \quad \text{или} \quad V_O \geq V_M$$

Величина немагнитного зазора должна быть выбрана из соотношения:

$$\mu_c = \frac{l_0}{\delta},$$

где l_0 — длина средней линии магнитопровода (параметр содержится в справочных данных);
 δ — протяженность немагнитного зазора.

Рекомендуется выбирать эквивалентную проницаемость в пределах 70...150.

Вообще в номенклатуре производимых ферритовых изделий предусмотрены магнитопроводы, имеющие готовый нормированный зазор. Однако приобрести такие магнитопроводы труднее, чем не имеющие зазора. Поэтому выйти из положения можно так: приобрести магнитопровод без зазора и затем проложить между половинками прочные и теплостойкие прокладки, например, из термопленки, затем стянуть обе половинки, как показано на рис. 9.23. Если для стяжки используется стальной обжим, не рекомендуется делать его замкнутым. Лучше применять алюминиевые скобы.

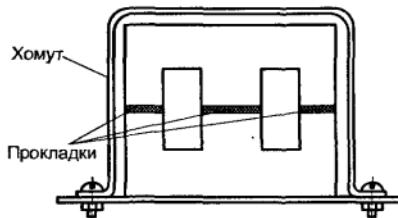


Рис. 9.23. Способ крепления дросселя к печатной плате

Число витков обмотки мы найдем из ранее выведенной формулы для расчета индуктивности катушки с ферромагнитным сердечником:

$$w = \sqrt{\frac{LI_0}{\mu_0 \mu_c S}}.$$

Сечение провода проще выбрать из условия 5 A/mm^2 .

На этом разработку индуктивного элемента можно было бы и закончить. Однако мы почти позабыли еще одно обстоятельство, которое может повлиять на габариты магнитопровода — это величина магнитной индукции в магнитопроводе. В правильно спроектированном дросселе должно выполняться условие:

$$\frac{Li_n}{wS} \leq 0,9B_m.$$

Если это условие не выполняется, необходимо увеличить объем магнитопровода, взяв в качестве расчетного следующий типономинал из стандартного ряда. Заново рассчитываем δ и w и снова проверяем по условию допустимой индукции.

Несколько технологических советов:

1) Если при расчетах индуктивного элемента оказывается, что размер необходимого магнитопровода превышает самый большой в стандартном ряду, можно складывать части одинаковых магнитопроводов так, чтобы нарастить поперечное сечение. Кольца можно ставить одно на другое, а Ш-образные половинки складывать боковыми поверхностями, как показано на рис. 9.24.

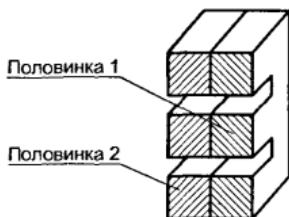


Рис. 9.24. Способ увеличения рабочего сечения магнитопровода

2) Щели немагнитного зазора рекомендуется замазать эпоксидным компаундом.

3) Если обмотку предполагается выполнить многожильным проводом, необходимо предварительно сделать скрутку отдельных проводников, а после намотки зачистить и аккуратно пропаять. Выводы мощных дросселей можно оканчивать специальными наконечниками под винт.

9.6. От теории — к практике

Приступаем к разработке нашей первой практической конструкции — чопперного стабилизатора. Мощность этой конструкции невелика — всего 25 ватт. Но, по мнению автора, начинающим разработчикам и радиолюбителям не следует стартовать «с места в карьер», то есть браться за сложные мощные схемы. Скорее всего, такой эксперимент закончится сокрушительной неудачей и разочарованием. Гораздо лучше проверить свои знания на несложной и отработанной схеме,

которая, тем не менее, содержит все необходимые узлы, а также большую информацию к размышлению. В этом отношении можно рекомендовать отличный интегральный стабилизатор MAX724, подробное описание которого [25] можно получить с сайта фирмы MAXIM (<http://www.maxim-ic.com>). Тем не менее, приведем основные характеристики микросхемы и разберемся с принципом ее работы.

- максимальное значение питающего напряжения (V_{in}^{max}) — 40 В;
- минимальное значение питающего напряжения (V_{in}^{min}) — 8 В;
- максимальный ток нагрузки (i_h) — 6,5 А;
- максимальное падение напряжения на ключевом элементе в открытом состоянии (V_{sw}) — 2,3 В;
- максимальный коэффициент заполнения (γ) — 0,9;
- частота преобразования (f) — 100 кГц;
- тепловое сопротивление «кристалл-корпус» (R_{jc}) — 2,5 °C/Вт;
- тепловое сопротивление «кристалл-среда» (R_{ja}) — 40 °C/Вт.

В структуре микросхемы содержатся узлы, показанные на рис. 9.25.

Типовая схема включения, которую мы будем испытывать, изображена на рис. 9.26.

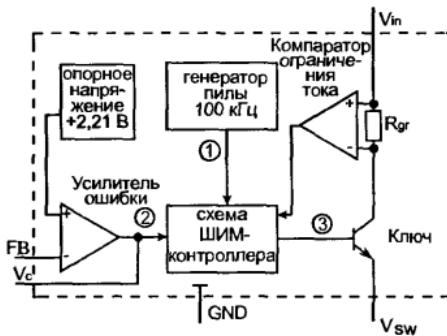


Рис. 9.25. Блок-схема стабилизатора MAX724

Задающий генератор на своем выходе имеет форму напряжения, изображенную на графике «1» (рис. 9.27). Такая форма называется «пилообразной». Сигнал с делителя R_2-R_3 подается на вход компаратора (схема ШИМ-контроля), осуществляющего сравнение этого напряжения с напряжением «пилы». Усилитель ошибки в данной мик-

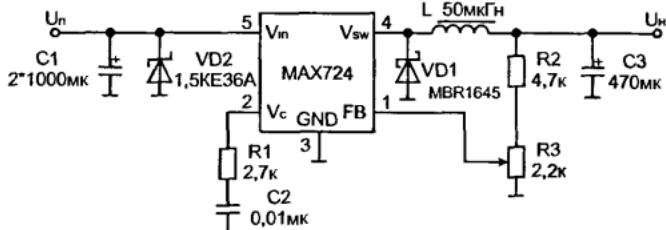


Рис. 9.26. Принципиальная схема экспериментального стабилизатора напряжения на основе микросхемы MAX724

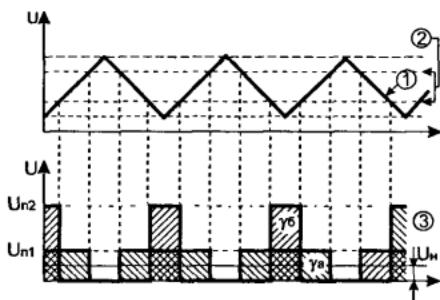


Рис. 9.27. Графики, поясняющие работу схемы широтно-импульсной стабилизации

росхеме включен в инвертирующем варианте, то есть при увеличении сигнала на входе на выходе уровень сигнала уменьшается.

Предположим, что ключ управляет сигналом «а» (изображен на графике «3», рис. 9.27) с коэффициентом заполнения γ_a . Эта последовательность соответствует определенному значению питающего напряжения. Как только питающее напряжение начнет меняться, скажем, в сторону увеличения, напряжение на нагрузке также поднимется в силу знакомого соотношения:

$$U_H = \gamma U_n .$$

Чтобы вернуть напряжение нагрузки к прежнему значению, предусмотрен «рычаг» в виде усилителя ошибки. Схема стабилизации «отрабатывает» уменьшением γ . Теперь ключ управляется последовательностью «б» (коэффициент заполнения γ_b). Напряжение U_H останется на прежнем уровне. То же самое происходит, когда возрастает ток нагрузки. Управляющая схема в этом случае расширяет импульс.

Отметим, что в номинальном режиме для обеспечения возможности регулировки выходного напряжения соотношение резисторов делителя необходимо выбирать из соотношения:

$$R_2 = \frac{U_n R_3}{2,21} - R_3 .$$

В качестве R_3 разумно применить подстроечный резистор.

Итак, разработаем стабилизатор на микросхеме MAX724, обеспечивающий следующие выходные параметры:

- номинальное напряжение нагрузки (U_n) — 5 В;
- номинальный ток нагрузки (i_n) — 5 А;
- номинальное значение питающего напряжения (U_p) — 30 В.

При таком «раскладе» входных и выходных напряжений чоппер может здорово выручить разработчика. Автору этой книги однажды пришлось в срочном порядке решать именно такую проблему. Судите сами, насколько все серьезно.

Если, не думая, использовать классическую линейную схему стабилизатора с регулирующим транзистором, то на транзисторе впустую будет рассеиваться мощность:

$$P = (U_p - U_n)i_n = 5(30 - 5) = 125 \text{ Вт (!).}$$

Нам нужна мощность 25 Вт, а рассеиваться в окружающее пространство будет в пять (!) раз больше. При использовании чопперной схемы, построенной, к примеру, на MAX724, мы получим:

$$P = V_{sw} i_n \gamma = V_{sw} \frac{U_n}{U_p} i_n = 2,3 \cdot (5/30) \cdot 5 = 2,3 \text{ Вт.}$$

Учтем также и потери переключения. Если они будут такими же, как и потери проводимости, общая мощность тепловых потерь импульсной схемы все равно будет не более 5 Вт, что, конечно, значительно меньше 125 Вт для линейной схемы!

Кроме того, в микросхеме имеется сервисная функция защиты от короткого замыкания на входе и от токовой перегрузки. При превышении тока ключа более 6,5 А возникшее напряжение на резисторе R_{dt} приводит к срабатыванию **компаратора ограничения тока**. Схема будет защищена от перегрузок. Тем не менее, все равно лучше не

допускать короткого замыкания выходных клемм — риск вывести силовой ключ из строя имеется, даже несмотря на наличие схемы защиты. Работайте аккуратнее!

В качестве дросселя фильтра разработчики рекомендуют индуктивность $L = 50 \text{ мкГн}$. Оценим ее величину с точки зрения режима разрывных токов. Пусть $\gamma = 0,1$,

$$L \geq \frac{5}{5 \cdot 2} \cdot \frac{1}{10^5} (1 - 0,1) = 5 \text{ мкГн.}$$

Сопоставляя расчетную величину L и рекомендуемую разработчиками, мы делаем вывод, что индуктивность дросселя выбрана в 10 раз больше критической, что вполне подходит для режима неразрывных токов.

Типы индуктивных элементов, предлагаемых разработчиками:

- фирма Sumida Electronic (Япония) — серия CDR 125;
- фирма Coiltronics (США) — серия CTX.

Оценим коэффициент подавления пульсаций:

$$q = 4\pi \cdot 10^{10} \cdot 450 \cdot 10^{-6} \cdot 470 \cdot 10^{-6} \approx 3000.$$

В качестве диода VD разработчики рекомендуют применить диод Шоттки MBR745 или 1N5820-1N5825 производства фирмы Motorola. Мы используем для нашей конструкции диод Шоттки MBR1645 фирмы International Rectifier. Конструкция корпуса диода приведена на рис. 9.29.

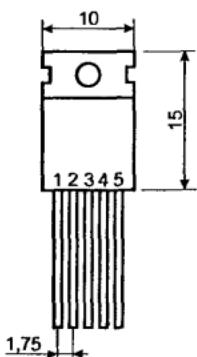


Рис. 9.28. Корпус микросхемы MAX724

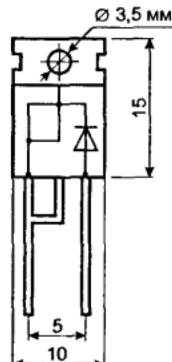


Рис. 9.29. Корпус диода MBR1645

Основные параметры диода следующие:

- максимальное обратное напряжение (V_R) — 45 В;
- допустимый постоянный прямой ток ($I_{F(AV)}$) — 16 А;
- падение напряжения в прямом направлении (V_{FM}) — 0,63 В;
- максимальная температура кристалла (T_j) — 150 °C;
- тепловое сопротивление «кристалл-корпус» (R_{jc}) — 1,5 °C/Bt;
- тепловое сопротивление «корпус-радиатор» (R_{cs}) — 0,5 °C/Bt;
- тепловое сопротивление «кристалл-среда» (R_{ja}) — 40 °C/Bt.

Диод выполнен в корпусе ТО-220 (напомним, что в таком же корпусе производятся популярные отечественные стабилизаторы серии КР142). Динамические потери обратного восстановления диодов Шоттки ничтожно малы, поэтому мы их вообще не будем учитывать в расчетах.

Электролитические конденсаторы типа К50-29 или более современные — К50-68. Неполярные конденсаторы — любые керамические малогабаритные, например, К10-17.

Нам понадобится TRANSIL 1,5KE36A. Резисторы МЛТ, С2-33 или другие аналогичные мощностью 0,25 Вт из 5% ряда. Подстроечный резистор в авторской схеме — СП5-16ВА, но, конечно, подойдет и любой другой.

Что нам осталось сделать, прежде чем взять в руки паяльник? Нужно решить вопрос с дросселем. Конечно, можно попытаться купить тот, что указан на схеме разработчиками, но тогда пропадает смысл нашей разработки. Поэтому давайте разработаем и изготовим его самостоятельно.

Выбираем проницаемость $\mu_c = 100$. Тогда минимальный объем магнитопровода:

$$V_M = 4 \sqrt[3]{\left(\frac{5 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-6} \cdot 25}{100 \cdot 1,2 \cdot 10^{-3} \cdot 40 \cdot 2} \right)^3} = 0,8 \text{ см}^3.$$

Выбираем из стандартного ряда сердечник Ш5х5 из феррита 2500НМС1 с параметрами:

- площадь окна (S_o) — 52 мм²;
- площадь поперечного сечения магнитопровода (S) — 25 мм²;
- длина средней силовой линии (l_0) — 43,1 мм.

Вычисляем объем магнитопровода:

$$V_{III} = \sqrt[4]{\frac{52 \cdot 10^{-2} \cdot 25 \cdot 10^{-2}}{0,13}} = 1 \text{ см}^3.$$

Магнитопровод подходит по тепловому условию.

Определяем величину зазора:

$$\delta = \frac{43,1}{100} = 0,43 \text{ мм.}$$

При изготовлении нам необходимо будет подложить прокладки из термоизоляции толщиной приблизительно 0,2 мм.

Определим число витков обмотки дросселя:

$$w = \sqrt{\frac{50 \cdot 10^{-6} \cdot 43 \cdot 10^{-3}}{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 100 \cdot 25 \cdot 10^{-6}}} = 26.$$

Проверяем сердечник по условию максимальной магнитной индукции:

$$B = \frac{50 \cdot 10^{-6} \cdot 5}{26 \cdot 25 \cdot 10^{-6}} = 0,38 \text{ Тл} < 0,4 \text{ Тл.}$$

Осталось проверить степень заполнения окна медью обмоток из условия выбора плотности тока в проводах — 5 А/мм². Если провод «не влезет» в окно, нам придется брать следующий в ряду сердечник и пересчитывать для него количество витков и проверять индукцию. Итак, выбираем провод ПЭВ-2 сечением 1,14 мм и проверяем степень заполнения окна проводом:

$$k_{30} = \frac{S_M + S_k}{S_0} = \frac{26 \cdot 1 + 0,05 \cdot 52}{52} = 0,55,$$

где S_M — площадь «меди» в окне;

S_k — площадь поперечного сечения каркаса (типично 5% от площади окна).

Обмотка разместится в окне магнитопровода без проблем.

Если не удастся приобрести каркас в комплекте с магнитопроводом, нужно обязательно самостоятельно выпилить и склеить его из стеклотекстолита, гетинакса. Допускается использовать электрокартон, пропитанный парафином.

Нам осталось провести тепловые расчеты силовых элементов и выяснить, кому из них нужны радиаторы.

Будем проводить расчеты со следующими исходными данными:

$$T_a = 30 \text{ }^{\circ}\text{C};$$

$$R_{jc} = 2,5 \text{ }^{\circ}\text{C/Bt};$$

$$R_{cs} = 0,5 \text{ }^{\circ}\text{C/Bt};$$

$$T_j = 100 \text{ }^{\circ}\text{C} \text{ (допускаемая температура кристалла).}$$

Полная мощность потерь на микросхеме:

$$P_n = V_{sw} i_h \gamma_{max} .$$

С учетом того, что питающее напряжение может снижаться до 25 В, а полная мощность с учетом потерь удваивается, мы получили $P = 5 \text{ Вт}$.

Температура кристалла:

$$T_j = 30 + 40 \cdot 5 = 230 \text{ }^{\circ}\text{C} .$$

Как мы видим, микросхеме обязательно потребуется радиатор, размеры которого рассчитаем по предложенной методике. Радиатор будет выполнен из алюминиевой полосы толщиной $n = 5 \text{ мм}$. Место крепления микросхемы тщательно защищено. Сам радиатор необходимо покрасить теплостойкой черной краской или обработать химическим способом.

Замечание для любознательных. Как химическим способом сделать черной поверхность радиатора?

Для начала деталь из алюминия или его сплава нужно хорошо очистить от загрязнения, обезжирить в растворе кальцинированной соды и промыть сначала в теплой, а потом в холодной воде. Далее деталь нужно покрыть 10-процентным раствором едкого натра при температуре 90...100 $^{\circ}\text{C}$, промыть проточной водой.

Для окрашивания в черный цвет оксидированную деталь поочередно обрабатывают в следующих растворах: 1 — 50 г/л щавелево-кислого аммония железа ($60 \text{ }^{\circ}\text{C}$, 1 мин); 2 — 50 г/л уксуснокислого кобальта ($50 \text{ }^{\circ}\text{C}$, 1—3 мин); 3 — 50 г/л марганцовокислого калия ($80 \text{ }^{\circ}\text{C}$, 3—5 мин). После обработки в каждом растворе деталь промывают в проточной воде.

Можно также покрыть деталь пленкой синего цвета. Для этого надо выдержать радиатор в 1-процентном растворе хлорного железа, а

затем в 1-процентном растворе железосинеродистого калия (при температуре 60 °C, 20 минут).

Если такой путь окажется слишком сложным, в крайнем случае можно покрасить радиатор черной нитроэмалью и несколько минут подержать ее над нагретым воздухом газовой горелки.

Оценим требуемое тепловое сопротивление «радиатор-среда»:

$$R_{sa} = \frac{T_j - T_a}{P_n} - R_{jc} - R_{cs} = \frac{100 - 30}{5} - 2,5 - 0,5 = 14 \text{ °C/Bt.}$$

Задаем высоту пластины $h = 30$ мм. По графику 7.3 определяем поправку g на тепловое сопротивление вследствие неравномерности распределения температуры по поверхности радиатора:

$$g = 0,98.$$

Температура радиатора:

$$T_S = (T_j - P_n (R_{jc} + R_{cs}))_g = (100 - 5(2,5 + 0,5)) \cdot 0,98 = 83 \text{ °C.}$$

Перегрев радиатора:

$$\Delta T_S = T_S - T_a = 83 - 30 = 53 \text{ °C.}$$

Конвективный коэффициент теплообмена для радиатора, расположенного вертикально:

$$\alpha_k = 1,314 \sqrt{\frac{87 - 30}{0,03}} = 8,64 \text{ Bt}/(\text{m}^2 \cdot \text{°C}),$$

$$\text{где } T_M = \frac{83 + 20}{2} = 58,5 \text{ °C.}$$

Коэффициент теплообмена излучением:

$$\alpha_n = 0,9 \cdot 1,0 \cdot 8,49 = 7,6 \text{ Bt}/(\text{m}^2 \cdot \text{°C}),$$

$$\alpha = \alpha_k + \alpha_n = 8,64 + 7,6 = 16,2 \text{ Bt}/(\text{m}^2 \cdot \text{°C}).$$

Площадь поверхности радиатора:

$$S_S = \frac{P_n}{\Delta T_S \alpha} = \frac{5}{53 \cdot 16,2} = 5,8 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2.$$

Ширина пластины радиатора:

$$B = \frac{S_S - 2hn}{2(h+n)} = \frac{5,8 \cdot 10^{-3} - 2 \cdot 30 \cdot 10^{-6}}{2(30 \cdot 10^{-3} + 5 \cdot 10^{-3})} = 85 \text{ мм.}$$

Коэффициент габаритных размеров радиатора:

$$k_{zab} = \frac{B}{n} = \frac{85}{30} = 2,8.$$

Если $k_{zab} > 5$, необходимо принять в качестве определяющего размера для расчета T_S и α размер B и провести уточняющий расчет h , начиная с определения температуры радиатора T_S . Разработанный радиатор показан на рис. 9.30.

Теперь проверим тепловой режим разрядного диода:

$$P_n = V_{FM} i_n (1 - \gamma_{min}).$$

Пусть максимальное напряжение, действующее на входе стабилизатора, не поднимается выше 35 В. Тогда:

$$P_n = 0,63 \cdot 5 \left(1 - \frac{5}{35}\right) = 2,6 \text{ Вт.}$$

Определяем температуру кристалла:

$$T_j = 30 + 40 \cdot 2,6 = 134 \text{ }^{\circ}\text{C.}$$

В данной ситуации, конечно, можно не применять для охлаждения разрядного диода радиатор. Но лучше все же снизить температуру

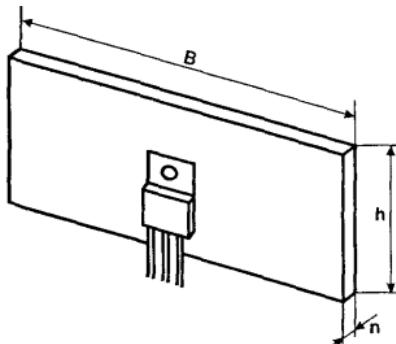


Рис. 9.30. Радиатор микросхемы стабилизатора

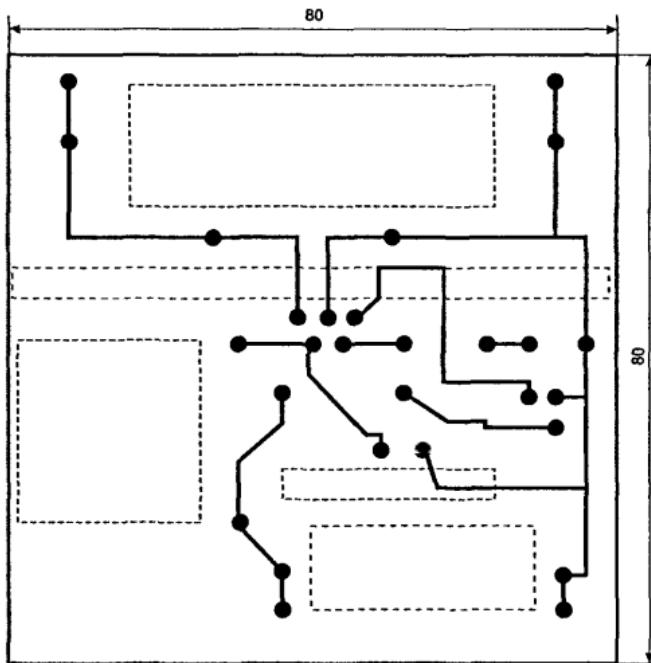


Рис. 9.31. Печатная плата экспериментального стабилизатора

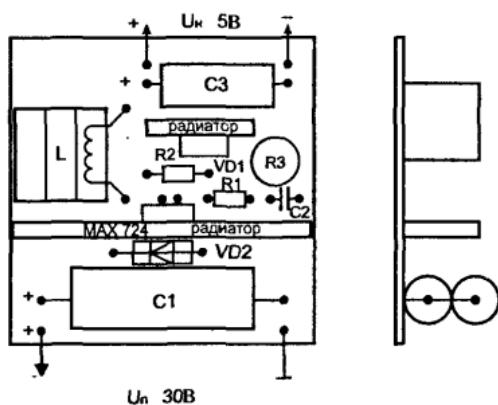


Рис. 9.32. Сборочный чертеж платы стабилизатора

криスタлла до 100 °C, чтобы иметь запас по теплу. По той же методике находим габаритные размеры пластины: $h = 30$ мм, $B = 30$ мм, $n = 5$ мм. Этую пластину также необходимо «зачернить».

Печатная плата, приведенная на рис. 9.31, выполнена из фольгированного стеклотекстолита. Силовые дорожки желательно усилить, напаяв на них сверху луженую проволоку. Сборочный чертеж платы показан на рисунке 9.32. После сборки стабилизатор нужно нагрузить на проволочный резистор ПЭВ мощностью 30 Вт и сопротивлением 1 Ом, включить питание и выставить с помощью резистора R3 на нагрузочном резисторе напряжение $(5 \pm 0,1)$ В.

Следует отметить, что при правильном и аккуратном изготовлении стабилизатор должен заработать сразу. Попробуйте варьировать сопротивление нагрузки, понаблюдайте за изменением ширины импульсов на входе фильтра.

10. «С повышением»

Бустерная схема и основы ее проектирования

...Купил я себе видеокамеру! Дорогущая штука, конечно, но все же купил. Жалко, аккумулятора хватает минут на сорок, не больше. А иметь в кармане пару-тройку запасных — накладно. Посмотри, сколько они стоят, — поймешь. Я тут вот что подумал: есть у меня неплохой аккумулятор вольта на три. Побольше, конечно, чем родной. Ну ничего — в сумку положу, и нет проблем. Вот только как мне из трех сделать шесть?..

Из переписки

10.1. Что такое бустерная схема

Как мы уже говорили, в чопперной схеме стабилизатора невозможно принципиально получить выходное напряжение, которое по величине будет выше входного. Тем не менее построить повышающий стабилизатор можно. Для этого необходимо воспользоваться так называемой бустерной схемой, схематическое изображение которой приведено на рис. 10.1.

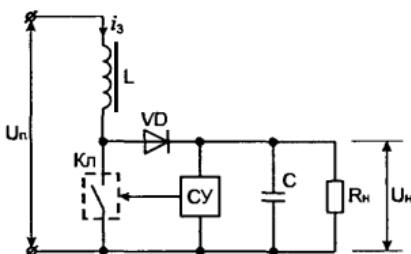


Рис. 10.1. Базовая схема бустерного стабилизатора

Ключевой элемент Кл, в качестве которого используется знакомый нам транзистор, подключен параллельно нагрузке R_h и работает в импульсном режиме, то есть попаременно замыкается и размыкается с частотой преобразования. Диод VD блокирует нагрузку и конденсатор фильтра С от ключевого элемента в нужные моменты времени.

Когда ключ замкнут, ток i_3 от источника питания U_n протекает через дроссель L , запасая в нем энергию. Диод VD при этом отсекает (блокирует) нагрузку и не позволяет конденсатору фильтра разряжаться через замкнутый ключ. Ток в нагрузку в этот промежуток времени поступает только от конденсатора C . Далее, когда ключ закрывается, ЭДС самоиндукции дросселя суммируется с выходным напряжением и энергия тока дросселя отдается в нагрузку. При этом выходное напряжение U_n оказывается больше входного U_n .

Следует обратить внимание на то, что, в отличие от чопперной схемы, дроссель L не является элементом фильтра, а выходное напряжение становится больше входного на величину, определяемую индуктивностью дросселя L и скважностью работы ключа. Рабочий цикл бустерной схемы также состоит из двух фаз: фазы заряда дросселя и фазы его разряда на нагрузку.

Фаза заряда дросселя

В данной фазе, схематически показанной на рис. 10.2, ключевой элемент коммутирует нижний вывод индуктивного элемента к общему проводу схемы. Соотношение между напряжением на дросселе и током через него в общем случае определяется:

$$U_L = L \frac{di_3}{dt}.$$

Поскольку в данном случае $U_L = U_n$, а напряжение питания является постоянной величиной, то оба вывода дросселя оказываются подключенными к источнику питания с низким внутренним сопротивлением. Мы получаем очень интересный результат.

Итак,

$$di_3 = \frac{1}{L} \int U_L dt,$$

а, проинтегрировав, получим простое выражение для тока заряда дросселя:

$$i_3(t) = \frac{U_3 t}{L}.$$

Давайте осмыслим полученную формулу. Предположим, что в момент замыкания ключа ток в индуктивном элементе L вообще отсутст-

вует. После замыкания ключа ток i_3 появляется в обмотке дросселя не скачкообразно, а начинает нарастать по линейному закону. Нарастание тока в дросселе будет происходить до тех пор, пока ключ не разомкнется.

При прочих равных условиях (напряжении питания и времени заряда) ток в индуктивном элементе к моменту окончания времени заряда будет тем больше, чем меньше индуктивность L . Этот простой, но очень важный вывод мы сделали исходя из того, что в полученном выражении индуктивность L стоит в знаменателе. Понятно, что чем меньше индуктивность, тем легче дросселю «набирать» ток. Зависимость скорости нарастания от величины индуктивности показана на рис. 10.3.

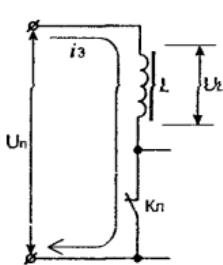


Рис. 10.2. Зарядная фаза бустерного преобразователя

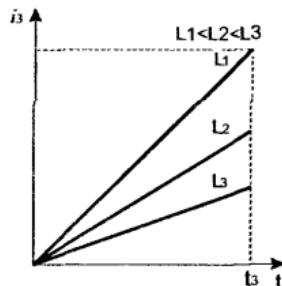


Рис. 10.3. Влияние величины индуктивности на скорость нарастания зарядного тока

Фаза разряда дросселя

Мы уже хорошо знаем, что основное свойство индуктивного элемента — стремление к поддержанию величины и направления протекающего через него тока. Поэтому при размыкании ключа направление разрядного тока i_p совпадет по направлению с зарядным током i . Разрядный ток замыкается через диод VD на нагрузку и подзаряжает конденсатор C , как показано на рис. 10.4.

Теперь нам станет понятно, что напряжение на нагрузке может быть больше напряжения питания. Согласно теории электрических цепей, напряжение на обкладках конденсатора и ток, протекающий через него, связаны следующим соотношением:

$$U_C = \frac{1}{C} \int i dt .$$

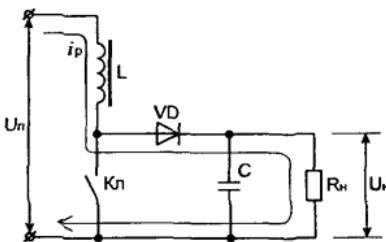


Рис. 10.4. Разрядная фаза бустерного преобразователя

Мы можем приближенно считать, что дроссель в фазе разряда как бы является источником постоянного тока, поэтому

$$U_C = U_h = \frac{i_p t_3}{C} + U_0,$$

где \$U_0\$ — напряжение на конденсаторе к моменту окончания заряда дросселя (заряд дросселя \$L\$ и разряд конденсатора \$C\$ происходят одновременно).

Добавка напряжения \$\Delta U_3\$, компенсирующая убыль энергии дросселя за счет разряда на нагрузку, будет:

$$\Delta U_3 = \frac{i_p t_3}{C}.$$

Что это означает? Последовательно, за несколько циклов «заряд-разряд» можно увеличивать напряжение на нагрузке, причем, на первый взгляд, никаких ограничений на его потолок найти не удастся. Важно лишь, чтобы показанная на рисунке 10.5 добавка \$\Delta U_p < \Delta U_3\$.

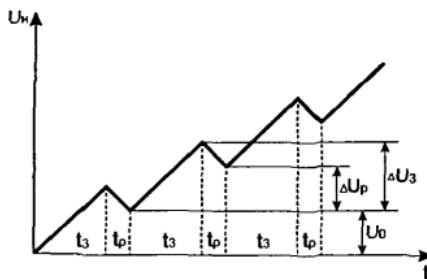


Рис. 10.5. График нарастания выходного напряжения

Казалось бы, с помощью столь простых средств можно создать повышающий стабилизатор, имеющий на входе 1,5 В (напряжение одного гальванического элемента) и выдающий на нагрузку 1,5 кВ! К сожалению, максимальный коэффициент преобразования (даже при наличии очень хороших элементов схемы) существенно ограничен. Его значение не превышает в типичных реальных схемах 3...5. Почему так происходит, мы объясним в отдельном разделе. Пока же определим вид регулировочной характеристики (зависимости выходного напряжения от входного и режима работы стабилизатора).

В фазе заряда максимальное значение тока дросселя:

$$i_3 = \frac{U_n t_3}{L} + i_0,$$

где i_0 — добавка тока, определяемая режимом, в котором ключ Кл постоянно разомкнут:

$$i_0 = \frac{U_n}{R_n}.$$

В фазе разряда дросселя к нему прикладывается разность напряжений ($U_n - U_p$) и происходит спад тока дросселя, как показано на рис. 10.6.

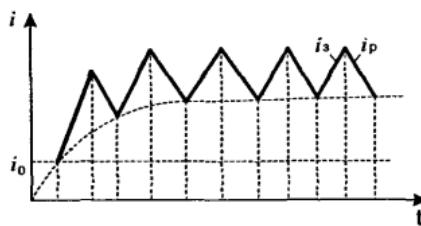


Рис. 10.6. К определению вида регулировочной характеристики бустерного преобразователя

В установившемся режиме «добавка» зарядного тока равна убыли разрядного, поэтому мы можем записать:

$$\frac{U_n t_3}{L} + i_0 = \frac{(U_n - U_p)t_p}{L} + i_0.$$

После несложных преобразований получаем:

$$U_n = U_n \frac{t_3 + t_p}{t_p} = U_n \frac{T}{t_p}.$$

Хорошо видно, что чем меньшее разрядное время t_p нам удастся сделать, тем большее напряжение мы можем получить на нагрузке. Конечно, такая ситуация может быть только в идеальной схеме. Реальная схема имеет существенные отличия, и мы рассмотрим их, как было обещано, позже.

Перейдем к вопросам определения параметров бустерной схемы

10.2. Определение параметров бустерной схемы

а) Индуктивность дросселя L

Как было отмечено выше, цикл работы бустерной схемы состоит из двух фаз: фазы заряда дросселя и фазы его разряда на нагрузку. Кроме того, стабилизатор должен иметь возможность передавать от источника в нагрузку достаточную мощность, которая определяется из выражения:

$$P_n = i_n U_n = \frac{i_L U_n}{2},$$

где i_n — ток нагрузки, А.

В то же время ток нагрузки определяется током заряда дросселя и не может стать больше i_3 . Ранее мы также выяснили, что ток i_3 в индуктивности нарастает по линейному закону:

$$i_3 = \frac{U_n t_3}{L}.$$

После несложных преобразований получим:

$$L_{\max} = \frac{U_n U_n t_3^{\max}}{2 P_n}.$$

Мы получили еще один интересный результат — нельзя бесконечно увеличивать величину индуктивности. Если L будет слишком большой, мы не сможем передать в нагрузку необходимую мощность. Казалось бы, если мы ограничены в выборе индуктивности «сверху»,

почему бы нам не сделать ее сколь угодно малой и тем самым, повысив ток заряда, повысить передаваемую мощность? Увы, нижняя граница величины индуктивности тоже существует, и к определению L_{\min} следует отнести даже более внимательно, чем к оценке L_{\max} . Выбрав индуктивность слишком большой, мы рискуем лишь тем, что не получим требуемой мощности в нагрузке. А вот если индуктивность окажется слишком маленькой, это может стоить нам необратимого разрушения всей схемы стабилизатора. Дело в том, что транзистор, используемый в качестве ключевого элемента Кл, может пропустить через себя ток, сила которого ограничена цифрой, приведенной в технических условиях на данный элемент (максимальный ток коллектора или стока). Поскольку ток в индуктивном элементе нарастает линейно, его максимальное значение (которое появится в момент, соответствующий переходу схемы из фазы 1 в фазу 2) ни в коем случае не должно превысить допустимых для транзистора значений, что показано на рис. 10.8. Определим критическое значение индуктивности.

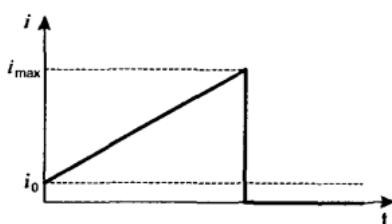


Рис. 10.7. К расчету критического значения индуктивности

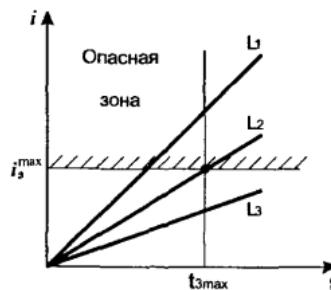


Рис. 10.8. Оценка величины индуктивностей с точки зрения надежности схемы преобразователя

Поскольку ток i_0 течет всегда, максимальный ток через индуктивный элемент будет:

$$i_L^{\max} = i_0 + \frac{U_n^{\min} t_3^{\max}}{L_{\min}}.$$

Устремляя к нулю ток i_0 (минимальный режим), получаем:

$$L_{\min} = \frac{U_n^{\min} t_3^{\max}}{i_L^{\max}}; \quad i_L^{\max} = 2i_h.$$

На рисунке 10.8 индуктивность L_2 является минимально допустимой, L_3 безопасна для схемы, L_1 может привести к разрушению стабилизатора.

При определении L_{\min} рекомендуется принять время заряда t_3 (для большинства схем):

$$t_3 = \frac{0,9}{f}.$$

Максимальный ток, допускаемый для силового ключа, можно найти в технических условиях на данный элемент (транзистор, микросхему). Следует также учесть, что современный разработчик импульсной техники едва ли предпочтет схему, построенную на дискретных элементах, интегральной схеме с такими же параметрами. Скорее, он выберет уже готовую микросборку. Если в составе микросборки уже содержится силовой транзистор, нужно найти в технических условиях на данный элемент значение параметра *switch current* (ток переключения).

Мы уже знаем, что мощность, рассеиваемая транзистором, определяется формой тока через транзистор. Поскольку ток в бустерной схеме носит линейно-нарастающий характер, действующее значение тока в этом случае будет:

$$I_{VT} = i_L \sqrt{\frac{\gamma}{2}}.$$

Для максимального режима при коэффициенте заполнения 0,9:

$$I_{VT} = 0,67 i_L.$$

Максимальная мощность, которая может быть передана в нагрузку, таким образом, определяется максимальным током через ключевой элемент.

Методика расчета индуктивного элемента следующая:

- по заданным параметрам t_3^{\max} , U_n , f , P_n , U_n^{\min} определяем L_{\max} ;
- по заданным параметрам U_n^{\min} , t_3^{\max} , i_n определяем L_{\min} ;
- расчетное значение L_{\max} должно получиться больше L_{\min} , в противном случае преобразователь просто не сможет выполнить предъявленные к нему требования по току или по мощности;
- в качестве L рекомендуется принять L_{\min} ;

б) Емкость конденсатора С

Поскольку выходное напряжение стабилизатора всегда характеризуется наличием пульсаций, важно принять меры по их снижению. Для этого в бустерной схеме предусматривается фильтровой конденсатор С, емкость которого рассчитывается следующим образом.

Величина зарядной добавки конденсатора, обусловленной разрядом дросселя L:

$$\Delta U_Q = \frac{Q}{C},$$

где Q — заряд, накопленный индуктивностью в первой фазе и передаваемый конденсатору;

C — емкость фильтрующего конденсатора;

$$Q = t_p i_p,$$

С другой стороны, как мы уже выяснили, величина зарядного тока определяется по формуле:

$$i_3 = \frac{U_n t_3}{L}.$$

При равенстве зарядного и разрядного токов абсолютный уровень пульсаций в нагрузке:

$$\Delta U_Q = \frac{U_n t_3 t_p}{LC}.$$

Физически это означает, что энергия, накапливаемая в индуктивности, переходит в энергию заряженного конденсатора без потерь, что вполне допустимо считать в практических расчетах.

Коэффициент пульсаций:

$$K_n = \frac{\Delta U_Q}{U_n} = \frac{U_n}{U_n} \cdot \frac{t_3 t_p}{LC}.$$

Из этой формулы мы можем определить величину C .

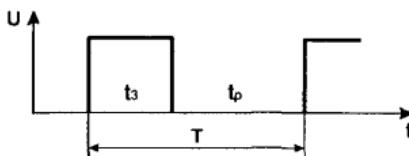


Рис. 10.9. К понятию «коэффициент заполнения»

Примечание. Мы уже ввели понятие коэффициента заполнения для чопперной схемы. Оказывается, для бустерной схемы также можно ввести аналогичное понятие:

$$\gamma = \frac{t_3}{T}.$$

Величина, дополнительная к коэффициенту заполнения, характеризующая длительность паузы:

$$\lambda = \frac{t_p}{T} = \frac{T - t_3}{T} = 1 - \frac{t_p}{T} = 1 - \gamma.$$

Отсюда

$$t_3 = \gamma T = \frac{\gamma}{f} \quad \text{и} \quad t_p = (1 - \gamma)T = \frac{1 - \gamma}{f}.$$

Введение коэффициента заполнения даст нам несколько иной, более удобный для анализа вид формул расчета основных элементов схемы:

$$L_{\max} = \frac{U_n U_n \gamma_{\max}}{2P_n f}; \quad L_{\min} = \frac{U_n^{\min} \gamma}{2i_n^{\max} f};$$

$$K_n = \frac{U_n^{\min}}{U_n^{\max}} \cdot \frac{\gamma(1 - \gamma)}{f^2 LC}.$$

в) Диод VD

В качестве блокирующего диода рекомендуется использовать диоды Шоттки, обладающие, по сравнению с обычными диодами, меньшим падением напряжения в прямом направлении, повышенным быстродействием. Все эти достоинства повышают КПД схемы. Разработчику необходимо выбрать подходящий по прямому току, обратному напряжению и конструкции корпуса диод Шоттки.

г) Ключевой элемент

В качестве ключевого элемента бустерной схемы в последнее время все чаще используют силовые полевые транзисторы MOSFET. Ос-

новые параметры и идеология выбора уже были рассмотрены нами в главе, посвященной элементной базе импульсной техники.

10.3. Чем отличается реальная схема от идеальной

До сих пор мы рассматривали идеализированную схему бустерного преобразователя, полагая, что ключевой элемент, источник питания, дроссель и диод имеют нулевое активное сопротивление. В реальных схемах это не так.

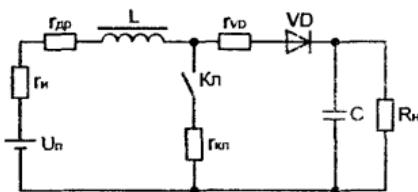


Рис. 10.10. Реальная схема бустерного преобразователя

На рис. 10.10:

r_u — внутреннее сопротивление источника питания;

r_{dp} — активное сопротивление обмотки дросселя;

$r_{\text{кл}}$ — активное сопротивление ключевого элемента в состоянии «замкнут»;

r_{vd} — активное сопротивление блокирующего диода.

Предположим, что $r_{\text{кл}} \approx r_{\text{vd}}$. Тогда сопротивления разрядной и зарядной цепей дросселя окажутся также одинаковыми, что и отражено на рис. 10.11:

$$r = r_u + r_{\text{dp}} + r_{\text{кл}} = r_u + r_{\text{dp}} + r_{\text{vd}}.$$

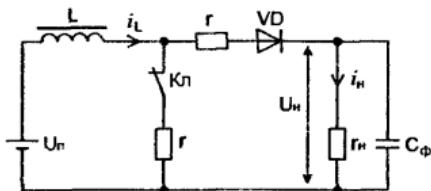


Рис. 10.11. Преобразованная расчетная схема, в которой учитываются все паразитные сопротивления

Давайте выясним характер регулировочной характеристики в случае реальнойной схемы. В зарядной и разрядной фазах теперь необходимо учесть падение напряжения на сопротивлении r . Составим уравнение баланса токов через индуктивность в фазе заряда и разряда:

$$\frac{U_n - i_L r}{f L} \gamma = \frac{(U_n - U_n + i_L r)(1 - \gamma)}{f L}.$$

После несложных преобразований получаем:

$$U_n = \frac{U_n}{1 - \gamma} - 2r \frac{U_n}{R_n}.$$

Считаем, что

$$i_n = \frac{i_L}{2}.$$

Окончательно выражение для реальнойной регулировочной характеристики:

$$U_n = \frac{U_n}{\left(1 + 2 \frac{r}{R_n}\right)(1 - \gamma)}.$$

Графически семейство регулировочных характеристик с разным соотношением сопротивления нагрузки и паразитных сопротивлений показано на рис. 10.12.

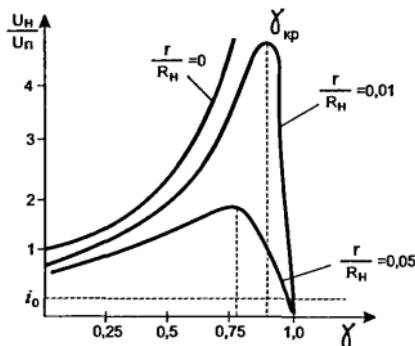


Рис. 10.12. Семейство регулировочных характеристик бустерных преобразователей

Данное выражение справедливо для $\gamma \leq \gamma_{kp}$, где γ_{kp} — так называемый **критический коэффициент заполнения**, при превышении которого регулировочная характеристика стабилизатора приобретает падающий характер. Это происходит потому, что падение напряжения на паразитном сопротивлении r уже не может быть скомпенсировано нарастанием тока в индуктивности. Поэтому пользоваться приведенной формулой на «падающем» участке регулировочной характеристики уже нельзя! Да и проектировать стабилизатор для работы в таком режиме бессмысленно.

Критический коэффициент заполнения определяется из выражения:

$$\gamma_{kp} = 1 - \sqrt{\frac{r}{R_n}}.$$

Чтобы получить достаточно протяженный начальный участок и, следовательно, расширить диапазон регулирования выходного напряжения, необходимо уменьшать сопротивление зарядной цепи r .

Из рисунка 10.12 хорошо видно, что невозможно получить бесконечно большие значения напряжений U_n при ограниченном напряжении U_n . Практически в стабилизаторах коэффициент заполнения выбирается не более 0,8...0,9, а коэффициент повышения напряжения для самых высоковольтных вариантов — не более 5.

10.4. Синхронное выпрямление — путь к повышению КПД

Прежде чем перейти к рассмотрению и экспериментальному повторению конкретной схемы бустерного преобразователя, поговорим о новых методах повышения КПД низковольтных стабилизаторов. Казалось бы, разработчика не должен серьезно беспокоить тот факт, что значение КПД может оказаться в пределах 93...95%. Однако современные стабилизаторы часто не имеют специальных выводов, предназначенных для теплоотвода. Теплоотвод осуществляется только через сигнальные и силовые выводы. И здесь борьба за выигрыш процентов далеко не бесполезна.

Интересное исследование провели разработчики [5]. Это исследование заслуживает того, чтобы рассказать о его основных результата-

так. Отметим, что данная работа посвящена анализу чопперной схемы стабилизатора, но ее выводы вполне можно распространить и на бустерную схему, о чем мы скажем в заключение этого раздела.

Итак, в типичной схеме понижающего стабилизатора, приведенной на рис. 10.13, роль силового ключа исполняет полевой транзистор, а роль разрядного диода — диод Шоттки. При достаточно больших значениях выходного напряжения потери на этих элементах не заметны, но когда такая схема используется для стабилизации напряжения порядка 5 вольт и ниже, эти потери становятся ощущимыми. Причины здесь две:

- становятся соизмеримыми величина падения напряжения на разрядном диоде и величина выходного напряжения;
- увеличивается среднее значение тока как за счет увеличения тока нагрузки, так и за счет увеличения коэффициента заполнения.

Эти положения подтверждаются расчетом изменения предельно допустимого уровня КПД в зависимости от выходного напряжения. Схема в синхронном варианте имеет следующий вид. На схеме рис. 10.14: $U_n = 12 \text{ В}$, $P = 24 \text{ Вт}$.

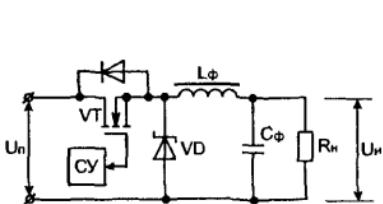


Рис. 10.13. Классическая схема стабилизатора

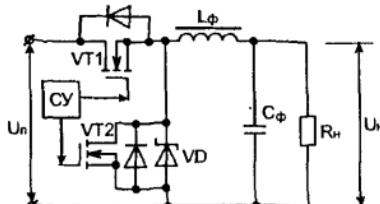


Рис. 10.14. Схема стабилизатора с синхронным элементом

На интервале проводимости обоих ключей (VT1 и VT2) примем их сопротивления равными: $R_{DS}^{on} = 5 \text{ мОм}$, диод Шоттки заменим эквивалентным источником ЭДС в 0,4 В (типичное падение напряжения в прямом направлении). Считаем также, что основная часть потерь — это тепловые потери на активном сопротивлении элементов.

Результаты расчета сведены в таблицу 10.1.

Таблица 10.1

Выходное напряжение, В	5	3,3	2,0
Коэффициент заполнения для транзистора, γ	0,417	0,275	0,167
Коэффициент заполнения для диода, $(1-\gamma)$	0,583	0,725	0,833
Потери на интервале нарастания тока в транзисторе VT1, Вт	0,074 (0,3%)	0,154 (0,6%)	0,293 (1,2%)
Потери на интервале спада тока			
— в диоде VD, Вт	1,12 (4,7%)	2,11 (8,8%)	4,0 (16,7%)
— в синхронном диоде VT2, Вт	0,55 (2,3%)	0,25 (1,0%)	0,657 (2,7%)
Предельный КПД с диодом Шоттки, %	95	91,6	82,1
Предельный КПД в синхронной схеме, %	93	98,4	96,1

Мы замечаем, что с уменьшением выходного напряжения резко возрастают потери в разрядном диоде, в то время как рост потерь в транзисторе VT1 незначителен. Почему так происходит?

Дело в том, что диод Шоттки замещается в эквивалентной схеме источником ЭДС, а транзистор — линейным резистором с очень низким значением сопротивления — всего 0,005 Ом! Отсюда и рождается простая идея замены диода коммутируемым в нужный момент транзистором, который в данной схеме носит название **синхронного**.

Следующее замечание, сделанное исследователями, очень важно: «При относительно низких значениях выходного тока преимущества в КПД, создаваемые включением полевого транзистора, оправдывают некоторое усложнение схемы за счет появления управляющих цепей». То есть приходится вводить в схему управления дополнительный узел, осуществляющий в нужный момент коммутацию синхронного элемента.

Из главы, посвященной базе силовой электроники, мы знаем, что в своем составе транзистор MOSFET имеет паразитный диод. В схеме синхронного выпрямителя этот паразитный диод оказывается включенным в том же направлении, что и диод Шоттки. Вдобавок ко всему получается, что полевой транзистор должен работать в этой схеме при отрицательных токах и напряжениях. Проведенные авторами статьи исследования показали, что в условиях отрицательных токов и напряжений характеристики MOSFET, применяемого в качестве синхронного элемента, даже лучше, чем в условиях положительных токов и напряжений.

Таблица 10.2. Работа транзистора MOSFET при противоположных направлениях тока

U_{DS} , В	$R_{DS\leftarrow\rightarrow}$, мОм	$R_{DS\leftarrow\rightarrow}$, мОм	Выигрыш, %
4	9,1	7,7	15
5	7,4	6,7	9,3
6	6,7	6,2	8,5
7	6,3	6,1	4,2

Чтобы понять, каким образом направлен ток через синхронный транзистор, взгляните на рис. 10.15.

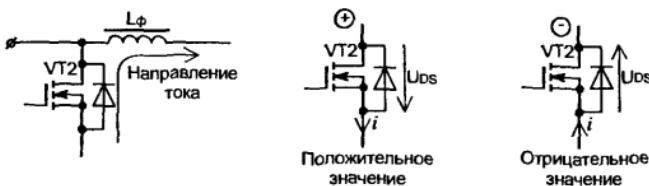


Рис. 10.15. К расчету характеристик работы MOSFET в условиях отрицательных токов

Результаты анализа говорят о том, что замена диода Шоттки полевым транзистором дает выигрыши вплоть до некоторого граничного тока нагрузки. Граничное значение тока увеличивается с уменьшением R_{DS}^{on} и увеличением прямого падения на диоде Шоттки.

Все предыдущие рассуждения были проведены без учета частотных свойств транзистора и коммутационных потерь, что вполне справедливо на невысоких частотах работы. При повышении частоты переключения доля коммутационных интервалов в цикле переключения становится все больше, растет доля этих потерь в суммарных потерях. С учетом перечисленных обстоятельств требования к элементам схемы таковы:

- интервал проводимости синхронного транзистора имеет наибольшую продолжительность, и чтобы снизить потери на этом интервале, сопротивление R_{DS}^{on} синхронного транзистора должно быть как можно более низким;
- интервалы проводимости основного и синхронного транзисторов (VT1 и VT2) разделены короткими интервалами проводимости паразитного диода. Этот диод должен иметь низкое пря-

мое падение напряжения и быстро восстанавливать запертое состояние;

- с точки зрения снижения потерь, интервал проводимости диода должен быть как можно меньше. Однако этот интервал совпадает с интервалом паузы в токе проводимости обоих транзисторов и для исключения сквозных токов должен иметь некоторую длительность.

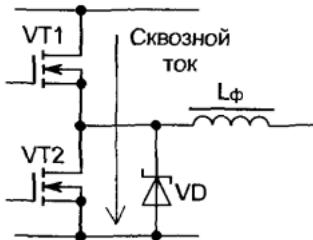


Рис. 10.16. Сквозной ток в синхронной схеме

Очевидно, что паразитный диод полевого транзистора не является элементом со специально подбираемыми свойствами. Это означает, что трудно ожидать от него высоких коммутационных качеств. В то же время диоды Шоттки проектируются таким образом, чтобы максимально снизить потери обратного восстановления. Поэтому уменьшить потери в процессе выключения паразитного диода можно, подключив параллельно синхронному транзистору диод Шоттки, как показано на рис. 10.14. Чтобы понять, почему нужно так поступать, рассмотрим форму тока разрядного диода при его обратном восстановлении.

Процесс обратного восстановления диода начинается, когда открывается транзистор VT1. Из рисунка 10.17 видно, что время восстановления t_{tr} распадается на два участка:

- время t_a определяется величиной прямого тока через диод;
- время t_b не может быть теоретически четко обосновано, поскольку определяется суммой разных факторов.

Отношение t_b/t_a называется коэффициентом мягкости диода.

Ясно, что чем меньше коэффициент мягкости, тем меньше потери на переключение. Быстродействующий диод отбирает на себя часть прямого тока и улучшает качество процесса коммутации.

Таблица 10.3. Значения коэффициентов мягкости разных диодов

t_b / t_a	Тип диода
1,0	Низкочастотный
0,5	Быстрый
0,2	Сверхбыстрый

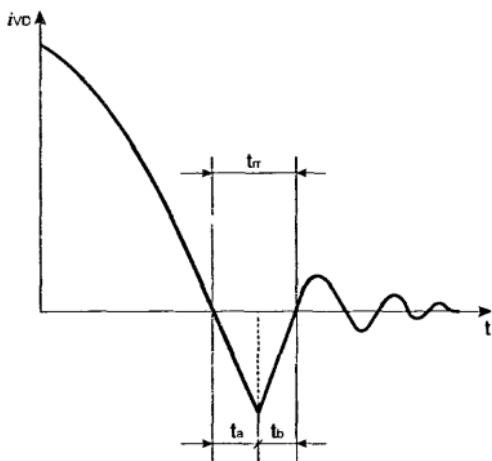


Рис. 10.17. К понятию «коэффициент мягкости»

Схемы с синхронным выпрямителем сегодня получают все большее распространение. Номенклатура микросхем, выпускаемых мировыми лидерами силовой электроники, столь широка, что ее вряд ли удастся привести в данной книге. К счастью, и в нашей стране изданы справочники по этим компонентам, так что желающие продолжить знакомство с синхронными стабилизаторами могут обратиться, например, к [6]. Цель же нашей книги — познакомить с принципами работы импульсных источников, а не с их номенклатурой.

В качестве примера синхронного преобразователя приведем типовую схему включения микросхемы MAX767, выпускаемую фирмой MAXIM. Частота преобразования $f = 300$ кГц.

На рис. 10.18:

C1, R1 — цепь питания микросхемы;

C2 — входной фильтр;

VT1 — силовой транзистор;
 VD2, VT2 — элементы синхронного выпрямителя;
 L1, C5 — выходной фильтр;
 R2 — датчик тока (источник сигнала обратной связи для схемы ШИР);
 VD1, C3 — бутстрепная схема.

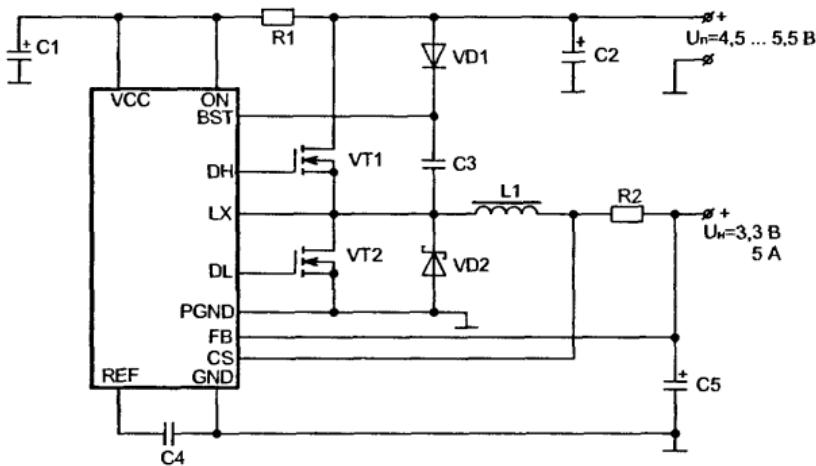


Рис. 10.18. Типичная схема промышленного синхронного стабилизатора на примере MAX767

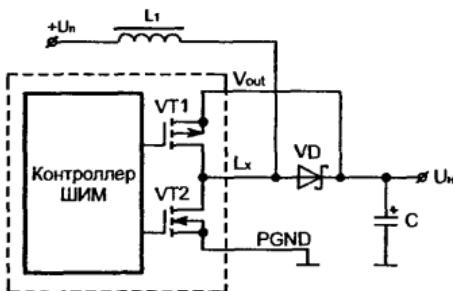


Рис. 10.19. Типичная схема выходного каскада синхронного чопперного стабилизатора на примере MAX848

О назначении и принципе работы бутстрепной схемы, о выборе ее элементов мы поговорим в разделе, посвященном двухтактным схем-

мам преобразователей. Паразитные транзисторные диоды на схеме не показаны, хотя их наличие подразумевается.

В качестве примера синхронного бустерного преобразователя может служить микросхема MAX848, выпускаемая той же фирмой. Мы приводим ту часть схемы (рис. 10.19), где виден силовой выходной каскад. Транзистор VT1 выполняет роль синхронного диода, шунтирующего диод Шоттки (VD). Обратите внимание — VT1 представляет собой р-канальный MOSFET. Частота преобразования в этой схеме также задана в пределах 300 кГц.

10.5. Проектирование дросселя для бустерной схемы

Изготовители интегральных схем для источников вторичного электропитания рекомендуют использовать в маломощных бустерных схемах преобразователей индуктивные элементы, имеющие минимальные паразитные параметры (межвитковые емкости, индуктивности рассеяния и др.). Поскольку используемые в настоящее время частоты преобразования смещаются в высокочастотную область (100...300 кГц), индуктивные элементы, учитывая это обстоятельство, должны обладать следующими обязательными свойствами:

- иметь минимально возможные габариты при достаточной для передачи мощности в нагрузку энергоемкости;
- обладать минимальными потерями в сердечнике и в обмоточных проводах;
- обладать близкой к нулевой остаточной индукцией.

Всем этим условиям неплохо удовлетворяют индуктивные элементы, изготовленные на основе стержневых ферритовых сердечников.

В технической документации на микросхемы, как мы уже говорили, приводятся типы и номиналы индуктивных элементов. Зарубежные производители микросхем, стремясь подчеркнуть высокий технический уровень своих разработок, приводят в документации так называемую тестовую схему, изготовленную которую, разработчик электронной аппаратуры сможет несложными средствами проверить все режимы работы микросхемы. Тестовая плата, чертеж которой

обычно публикуется здесь же, разработана так, что при необходимости можно будет ввести дополнительные элементы или исключить штатные. Рекомендуемые для тестовой схемы типы комплектующих приводятся в сводной таблице.

Казалось бы, остается только приобрести необходимые элементы и изготовить печатную плату... К сожалению, и профессиональные отечественные разработчики, и радиолюбители, занимающиеся конструированием собственной, а также ремонтом чужой аппаратуры, далеко не всегда имеют возможность использовать указанные на схеме компоненты, — зачастую их просто нет в продаже. Поэтому приходится либо выбирать индуктивный элемент из тех запасов, что имеются, либо самостоятельно изготавливать его. Качество работы бустерной схемы во многом зависит от качества индуктивного элемента. Знание вопросов расчета индуктивных элементов для бустерной схемы пригодится не только тем, кто намеревается их проектировать, но также и тем, кому необходимо оценить электрические параметры готовых элементов.

Конструктивно индуктивный элемент для бустерной схемы представляет собой круглый (реже — прямоугольный или квадратный) ферритовый стержень, на который намотан в один или несколько слоев изолированный медный провод. Сверху нанесена защитная водостойкая краска. Дроссель имеет два контактных вывода, расположенных в торцах.

Физически стержневой индуктивный элемент представляет собой магнитную цепь с воздушным участком большой протяженности, как показано на рис. 10.20.

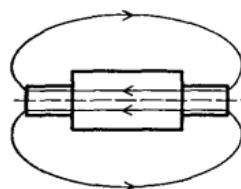


Рис. 10.20. Расчетная модель индуктивности с разомкнутым магнитопроводом (сердечником)

Когда мы говорили о вычислении поля в магнетиках, мы упомянули о размагничивающем поле, которое надо учитывать при расчете

индуктивных элементов с соразмеримыми линейными размерами. Стержневой сердечник — как раз тот самый случай. Не пугайтесь, автор не будет приводить здесь методику вывода формул для определения индуктивности дросселей, намотанных на сердечниках конечной длины. Эти методики сложны и отнимают много времени для понимания. В конце концов, нам важен результат. В приводимых ниже формулах используются обозначения конструктивных и магнитных величин индуктивного элемента, расчетная модель которого изображена на рис. 10.21:

l — длина сердечника;

l_k — длина намотки;

d — диаметр сердечника;

μ_c — относительная эквивалентная проницаемость сердечника;

μ — начальная проницаемость материала сердечника;

μ_0 — магнитная постоянная;

a, b — стороны поперечного сечения сердечника прямоугольного вида;

$k = \frac{l}{l_k}$ — коэффициент заполнения сердечника обмоткой.

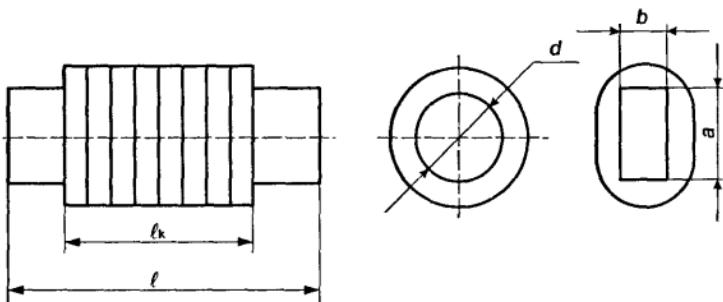


Рис. 10.21. Конструктивные параметры индуктивности со стержневым сердечником

Следует также учесть, что в подавляющем большинстве случаев сердечник изготавливается из феррита марок НН, НМ НМС с начальной магнитной проницаемостью $\mu > 600$, что позволяет значительно упростить первоначальные расчетные формулы. Итак, индуктивность дросселя:

а) при $k \approx 1$

для сердечника круглого сечения:

$$L = \frac{5\mu_0}{2\pi} w^2 \frac{l}{\ln\left(\frac{l}{d}\right) - 0,818};$$

для сердечника прямоугольного сечения:

$$l = \frac{5\mu_0}{2\pi} w^2 \frac{l}{\ln\left(\frac{l}{a+b}\right) + 0,29};$$

б) при $k >> 1$

для стержня круглого сечения:

$$l = \mu_0 w^2 d \left[0,75 \frac{l}{d} + 0,3 \right];$$

для стержня прямоугольного сечения:

$$l = 1,13 \sqrt{ab} \mu_0 w^2 \left[0,66 \frac{l}{\sqrt{ab}} + 0,3 \right];$$

в) при $k >> 1$ и $\frac{l}{d} \geq 20$

для стержней круглого и квадратного сечений:

$$L = 0,75 \mu_0 w^2 l.$$

Отметим, что за подробностями можно обратиться, например, к [1], [68], [69], [70].

Очень важным обстоятельством является прогнозирование состояния сердечника. Если сердечник будет работать с заходом в область насыщения, это обстоятельство может привести к значительному снижению КПД стабилизатора или даже к выгоранию силового транзистора из-за резкого увеличения тока накачки. Поэтому необходимо спроектировать индуктивный элемент так, чтобы магнитная индукция в сердечнике не превышала определенного значения. Типичная

величина индукции насыщения B_s , для ферритов, как мы знаем, составляет 0,2...0,3 Тл. На эту цифру и следует ориентироваться, разрабатывая индуктивный элемент.

Из-за большого размагничивающего эффекта, благодаря большому воздушному промежутку на пути магнитных силовых линий, эквивалентная проницаемость сердечника μ_c может оказаться на порядок ниже начальной проницаемости замкнутого сердечника μ , изготовленного из того же материала. Однако соответственно снижается и величина остаточной индукции, что необходимо, поскольку через дроссель протекает ток в одном направлении.

Приближенно эквивалентную проницаемость сердечника μ_c можно оценить по следующей формуле:

для круглого сечения

$$\mu_c = \frac{\left(\frac{l}{d}\right)^2}{\ln\left(\frac{l}{d}\right) - 0,818};$$

для прямоугольного сечения

$$\mu_c = 0,78 \frac{\left(\frac{l^2}{ab}\right)}{\ln\left(0,88 \frac{l}{\sqrt{ab}}\right) - 0,818}.$$

Минимальный объем сердечника с учетом потерь в нем и перегрева до заданной температуры:

$$V_m = \sqrt{\left(\frac{5 \cdot 10^3 L i_L^{\max 2}}{\mu_c \alpha \Delta T}\right)^3},$$

где $[V_m]$ — в см^3 ;

α — температурный коэффициент теплоотдачи ($\alpha = 1,2 \cdot 10^3 \text{ Вт}/\text{см}^2 \cdot {}^\circ\text{C}$);

ΔT — нагрев магнитопровода (типовично $\Delta T = 40 {}^\circ\text{C}$).

Значение магнитной индукции в сердечнике:

для круглого сечения

$$B = \frac{4Li_L^{\max}}{\pi d^2 w} \leq 0,25 \text{ Тл},$$

для прямоугольного сечения

$$B = 3,12 \frac{Li_L^{\max}}{\pi abw} \leq 0,25 \text{ Тл}.$$

Методика расчета:

- по известному L и определяем минимальный объем магнитопровода и геометрические размеры сердечника;
- по известному L и геометрическим размерам сердечника вычисляем количество витков w ;
- проверяем значение магнитной индукции в сердечнике;
- при необходимости (если значение индукции превышает допустимое значение) выбираем сердечник с большими габаритными размерами (диаметром и длиной), повторяя расчет w и B ;
- толщину намоточного провода определяем из условия $4\text{-}5 \text{ А}/\text{мм}^2$.

В заключение этого раздела небольшой технологический совет для радиолюбителей. Желательно разместить обмотку в центральной части стержня в один слой, как показано на рис. 10.22. Если все-таки разместить ее в один слой не удается, можно изготовить две круглые обечайки и намотать провод в 2-3 слоя с тонкой прокладкой между слоями. После намотки индуктивный элемент желательно покрыть термостойким лаком и надежно укрепить выводы.

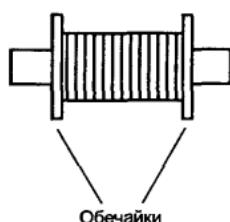


Рис. 10.22. Вариант самодельного индуктивного элемента

10.6. От теории — к практике

Теперь, обладая всеми необходимыми знаниями о работе бустерной схемы, вполне возможно рассчитать и изготовить ее самостоятельно.

В качестве хорошего примера для повторения предлагается источник питания повышающего типа на базе микросхемы MAX1703 производства известной фирмы MAXIM. В работе мы будем руководствоваться документом [8], полученным с интернет-сервера фирмы, а все необходимые сведения будут приведены ниже.

Основные технические характеристики микросхемы:

- КПД до 95%;
- выходной ток до 1,5 А;
- выходное напряжение фиксированное 5 В или регулируемое 2,5...5,5 В;
- входное напряжение от 0,7 до 5,5 В;
- низкое потребление в режиме «выключено» — 300 мкВт;
- постоянная частота преобразования 300 кГц;
- синхронизируемая частота преобразования от 200 до 400 кГц;
- узел отключения;
- возможность отслеживания разряда батареи питания;
- измерительный усилитель.

В предведомлении (*general description*) говорится, что MAX1703 — высокоеффективный DC/DC преобразователь, построенный по схеме синхронного бустерного каскада с широтно-импульсной (PWM) модуляцией. Преобразователь питается от никель-кадмийевых или никель-марганцевых аккумуляторов.

Встроенный силовой n-канальный транзистор MOSFET имеет в открытом состоянии сопротивление 0,075 Ом, p-канальный MOSFET синхронного выпрямителя имеет в открытом состоянии сопротивление 0,14 Ом. Оба транзистора допускают ток не более 2 А. Выпускается микросхема в корпусе SO-16 (шаг выводов — 1,27 мм).

Расположение выводов показано на рис. 10.23, а структурная схема — на рис. 10.24.

Назначение выводов:

- REF — вывод опорного сигнала. Рекомендуется подключить к этому выводу и к земляной шине развязывающий конденсатор емкостью 0,22 мкФ;

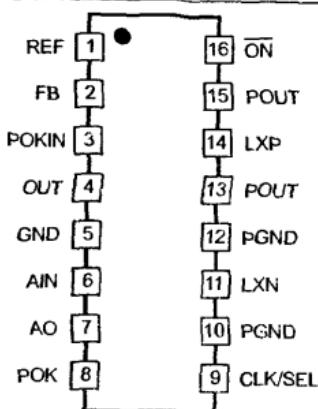


Рис. 10.23. Расположение выводов микросхемы MAX1703

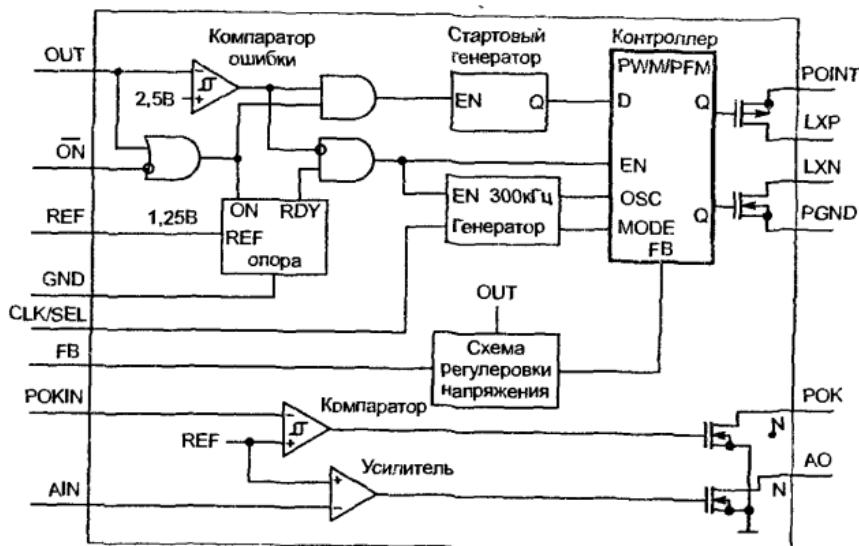


Рис. 10.24. Структурная схема MAX1703

- FB — вывод выбора выходного напряжения. Чтобы получить фиксированное выходное напряжение 5 В, необходимо подключить этот вывод к земле. Чтобы получить регулируемое от 2,5 до 5,5 В напряжение, этот вывод подключается к резистивному делителю, включенному между земляной шиной и выходом преобразователя;

- POKIN — вход компаратора контроля батареи питания. Опорное напряжение сравнения — 1,25 В. Компаратор имеет 1% гистерезис порога срабатывания;
- OUT — вывод, на который поступает выходное напряжение;
- GND — земля;
- AIN — вход усилителя. Если AIN находится в состоянии «0», транзистор, подключенный к выводу AO, открыт. Нормальное сопротивление открытого транзистора — 0,01 Ом;
- POK — выход компаратора контроля батареи. Открытый сток n-канального транзистора. Транзистор открывается, когда $U_{POKIN} < 1,25$ В;
- CLK/SEL — вывод переключения способа модуляции (частотно-импульсная/широко-импульсная), либо вход сигнала внешней синхронизации;

CLK/SEL — «0» — частотно-импульсная модуляция PFM (включается в низкотоковом режиме), используется при снижении выходного тока менее 10% от полной величины;

CLK/SEL — «1» — широко-импульсная модуляция PWM. Используется вплоть до максимальных значений токов;

CLK/SEL — «внешняя частота». Внутренний PWM-модулятор синхронизируется внешней частотой. Этот вариант нужно применять там, где высокочастотные помехи могут серьезно повлиять на работу аппаратуры. Широко используется, например, в устройствах обработки и передачи видеоизображений;

Примечание: для обеспечения мягкого старта преобразователя в начальном режиме лучше использовать частотно-импульсную модуляцию.

- PGND — исток n-канального силового транзистора;
- LXN — сток n-канального силового транзистора;
- POUT — исток p-канального силового транзистора;
- LXP — сток p-канального силового транзистора;
- ON — вывод «включения/отключения» преобразователя. Низкий уровень на этом входе включает преобразователь.

В таблице 10.4 приведены типичные значения выходных параметров при различных вариантах питающего напряжения.

Таблица 10.4

Вид питания	Вх. напряжение, В	Вых. напряжение, В	Выходной ток, мА
1 аккумулятор	1,2	3,3	600
2 аккумулятора	2,4	3,3	1400
	2,4	5,0	950
3 аккумулятора	3,6	5,0	1600

В нашем экспериментальном источнике, схема которого приведена на рис.10.25, мы не будем задействовать схему контроля разряда элементов питания и встроенный компаратор. Соответственно выводы POK, POKIN, AO, AIN оставим свободными. Не будем также задействовать схему регулировки выходного напряжения (вывод FB подключим к земле).

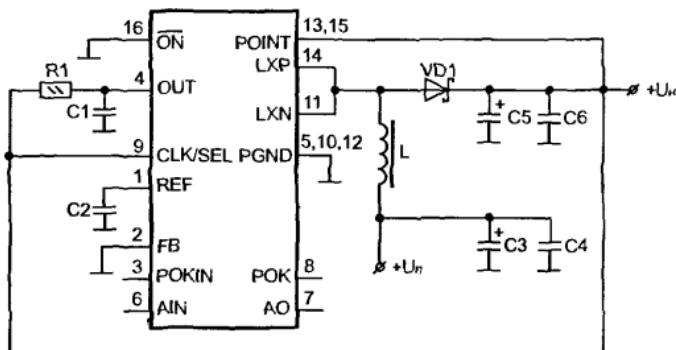


Рис. 10.25. Принципиальная схема экспериментального стабилизатора на базе микросхемы MAX1703

Разработчики тестовой схемы рекомендуют для изготовления использовать следующие комплектующие:

- R1 — 10 Ом;
- C1 — 0,22 мкФ;
- C2 — 100 мкФ x 10 В;
- C3 — 100 мкФ x 10 В;
- C4 — 0,22 мкФ;
- C5 — 470 мкФ x 10 В;
- C6 — 0,22 мкФ;
- VD1 — 1N5817, MBR0520L;

L1 — дроссель 4,7 мкГн, 3,2 А (Sumida CDH74-4R7, Coilcraft DO3316-4R7, Coiltronics UP2B-4R7, Sumida CDRH 104, 4746-JPS-007).

Номиналы элементов C1, R1, C2, C3, C4, С6 лучше оставить такими, какими их рекомендуют разработчики. Стоит рассмотреть лишь выбор номинала индуктивности L1.

Итак, исходные данные для ее расчета:

$$f = 200 \text{ кГц};$$

$$\gamma = 0,9;$$

$$U_n^{\min} = 3,6 \text{ В};$$

$$i_n^{\max} = 1,6 \text{ А};$$

$$L_{\min} = \frac{3,6 \cdot 0,9}{2 \cdot 1,6 \cdot 2 \cdot 10^5} \approx 5 \text{ мкГн.}$$

Примечание: частота преобразования взята из условия ее минимально возможного значения.

Теперь найдем коэффициент пульсаций на выходе стабилизатора при указанных номиналах:

$$K_n = \frac{3,6 \cdot 0,9 \cdot 0,1}{5 \cdot 5 \cdot 10^{-6} \cdot 470 \cdot 10^{-6} \cdot 4 \cdot 10^{10}} \approx 0,8 \cdot 10^{-3},$$

что, если пересчитать в процентное отношение, составляет 0,08% от номинального значения выходного напряжения 5 В.

Найдем L_{\max} , считая, что в нагрузку передается полная мощность:

$$L_{\max} = \frac{5 \cdot 3,6 \cdot 0,1}{2 \cdot 5 \cdot 1,6 \cdot 2 \cdot 10^5} \approx 5 \text{ мкГн.}$$

Итог расчета: $L_{\min} \approx L_{\max}$. То есть при расчете на максимальную мощность, передаваемую в нагрузку и на максимальный ток, эти значения, конечно, должны совпадать — преобразователь обязан использовать свои возможности по току и по мощности полностью. Если разработчику не нужно передавать в нагрузку предельную мощность, он может использовать L_{\max} , исходя из требуемой мощности. Этот путь удобен в случае, если захочется пересчитать схему на другие значения выходного напряжения, к примеру, повысить его за счет снижения предельного тока. Чаще всего требуется минимальная доработка схемы.

мы — нужно пересчитать дроссель и ввести дополнительный делитель в цепь обратной связи, чтобы сохранить прежнее значение γ при измененных выходных параметрах.

Нам осталось только разработать конструкцию индуктивного элемента.

Принимаем $l/d = 10$, тогда

$$\mu_c = \frac{10^2}{\ln(10) - 0,818} = 67.$$

Минимальный объем сердечника с учетом его перегрева:

$$V_m = \sqrt[4]{\left(\frac{5 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^6 \cdot (3,2)^2}{67 \cdot 1,2 \cdot 10^{-3} \cdot 40} \right)^3} = 0,1 \text{ см}^3.$$

Выбираем сердечник из феррита 2000HM1 с параметрами:

$$V_C = 0,14 \text{ см}^3$$

(в данном случае использован сердечник с близкими размерами от дросселя ДМ).

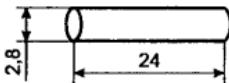


Рис. 10.26. Геометрические размеры сердечника, используемого для изготовления индуктивного элемента

Уточняем $\mu_c = 60$.

Вычисляем количество витков:

$$w = \sqrt{\frac{5 \cdot 1,36}{24} \cdot 10^3} = 16.$$

Проверяем значение магнитной индукции в сердечнике:

$$B = \frac{4 \cdot 5 \cdot 10^{-6} \cdot 3,2}{3,14 \cdot (2,8)^2 \cdot 10^{-6} \cdot 16} = 0,16 \text{ Тл} < 0,25 \text{ Тл.}$$

Провод выбираем из условия плотности тока $5 \text{ А}/\text{мм}^2$ (диаметр 0,6 мм).

Теперь можно изготовить индуктивный элемент, учитывая, что необходимо намотать обмотку в два слоя, с применением обечаек. Печатная плата — из одностороннего фольгированного стеклотекстолита. Сборка производится в последовательности:

- устанавливаем на плату микросхему и хорошо пропаиваем все ее выводы, поскольку только через них будет осуществляться теплоотвод;
- впаяваем остальные элементы, стремясь, чтобы их выводы были как можно короче.

Правильно собранный преобразователь должен заработать сразу.

При желании провести дополнительные эксперименты можно рекомендовать следующим шагом выполнить контрольную схему разряда батарей для чего потребуется собрать на свободном месте (можно просто поверх печатного монтажа) схему, изображенную на рис. 10.27. Потенциал на выводе «3» рассчитывается исходя из следующего соотношения:

$$U_{POKIN} = \frac{R_1}{R_1 + R_2^*} U_n^{\min}$$

помня, что напряжение U_{POKIN} сравнивается по уровню с 1,25 В, выбрать R_2^* .

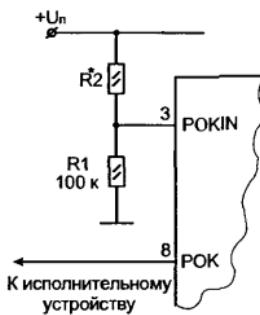


Рис. 10.27. Схема контроля напряжения питания стабилизатора

Каким образом осуществить выбор этого резистора? Приведем простой пример. Допустим, что наша схема в номинальном режиме питается от источника с напряжением $U_n = 3,3$ В. Требуется осуществить сигнализацию при снижении питающего напряжения менее 2,5 В.

Рассчитаем величину резистора R_2^* по формуле:

$$R_2^* = R_1 \left(\frac{U_n^{\min}}{U_{POKIN}} - 1 \right) = 10^5 \left(\frac{2,5}{1,25} - 1 \right) = 100 \text{ кОм.}$$

Исполнительное устройство, которое будет реагировать на сигнал разряда батареи, может иметь разную реализацию. К примеру, можно подавать сигнал с вывода РОК на схему зажигания светодиода, или дополнительный компаратор, который своим сигналом будет отключать преобразователь, подавая логический «0» на вывод /ON.

Печатная плата экспериментального стабилизатора показана на рис. 10.28, сборочный чертеж — на рис. 10.29, а конструктивные особенности корпуса микросхемы — на рис. 10.30.

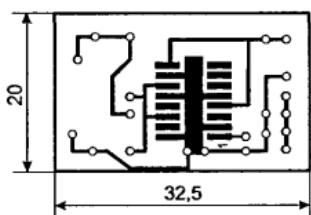


Рис. 10.28. Печатная плата стабилизатора

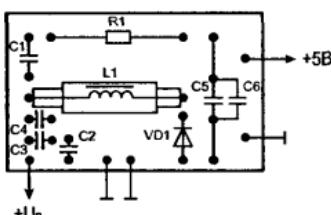
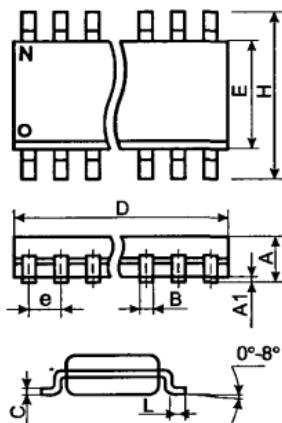


Рис. 10.29. Сборочный чертеж



	MIN	MAX
A	1,35	1,75
A1	0,10	0,25
B	0,35	0,49
C	0,19	0,25
e	1,27	
E	3,80	4,00
H	5,80	6,20
h	0,25	0,50
L	0,40	1,27

Рис. 10.30. Чертеж корпуса микросхемы MAX1703

Как альтернативный вариант пробной разработки можно рекомендовать отечественный интегральный бустерный стабилизатор КР1446ПН1Е производства фирмы «Ангстрем» (<http://www.angstrom.ru>). Блок-схема стабилизатора приведена на рис. 10.31, а расположение выводов на корпусе — на рис. 10.32. Стабилизатор, выполненный на базе этой микросхемы, преобразует плавающее напряжение от 0,9 до 5,0 В в стабилизированное 5 или 3,3 В. Величина напряжения выбирается подключением вывода «3/5» согласно таблице 10.5.

Таблица 10.5

Вывод 3/5	Напряжение, В
GND	5,0
OUT	3,3

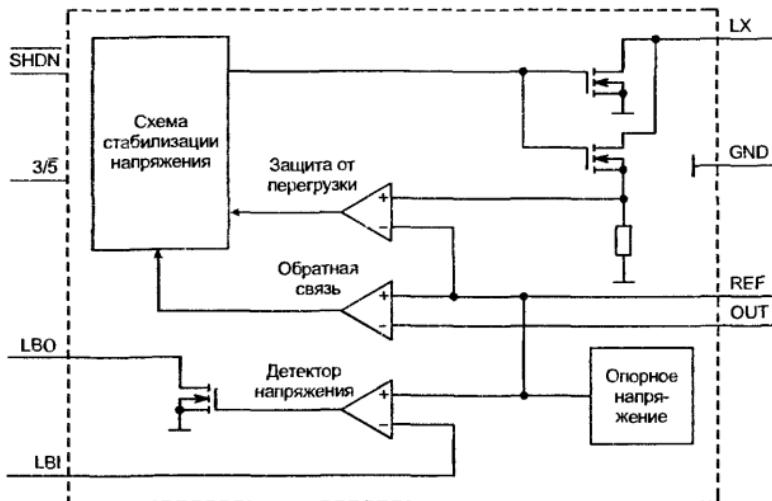


Рис. 10.31. Блок-схема стабилизатора КР1446ПН1Е

Максимальный ток нагрузки 100 мА, рабочая частота 100 кГц, КПД до 80%. Имеется встроенный детектор входного напряжения и возможность внешнего управления (включение/выключение) по вы-

воду SHDN. Низкий уровень на этом входе отключает схему. Уровень детектора входного напряжения — 1,25 В.

В схеме необходимо применять диод Шоттки (VD). Рекомендуемый разработчиками тип — 1N5817. Внешняя емкость С3 на выходе REF необходима для стабилизации опорного напряжения.

Печатную плату под стабилизатор, изображенный на рис. 10.33, предлагается разработать самостоятельно с учетом компактного размещения элементов и минимизации длины связей между ними. Дроссель должен быть стержневой конструкции, рассчитанный по предложенной методике. Использование контактной панельки под микросхему крайне нежелательно.

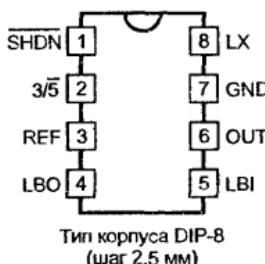


Рис. 10.32. Расположение выводов на корпусе стабилизатора KP1446PIN1E

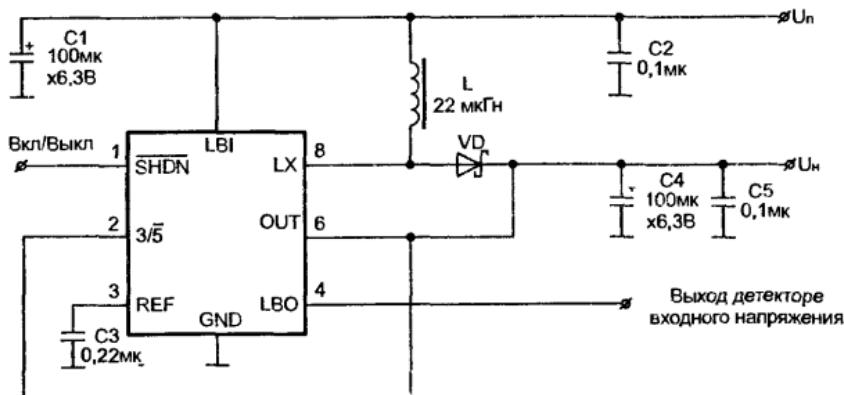


Рис. 10.33. Принципиальная схема источника питания на основе KP1446PIN1E

11. «Ниже нуля»

Немного об инвертирующей схеме

...Голову сломал, каким образом получить двуполярное 15 вольт. Транс имеет только одну обмотку, а корпус выбрасывать жалко — уж больно красивый...

Из переписки

Даже начинающие радиолюбители знают, что большинство операционных усилителей требуют двуполярного питающего напряжения. Можно, конечно, задать «среднюю точку» резистивным делителем и эксплуатировать ОУ на однополярном питании. Однако это не всегда подходит разработчику. Поэтому обычно в конструкции прибора предусматривается двуполярный источник с напряжением ± 15 В для питания ОУ. Но бывают случаи, когда в наличии имеется только однополярное питание (например, +15 В). Радиолюбители, использующие корпуса отслуживших приборов, сталкиваются с такой проблемой частенько. Иногда приходится тугу и профессиональному разработчику при конструировании малогабаритной аппаратуры, когда из-за каких-нибудь 20—30 мА, потребляемых от источника -15 В, приходится разрабатывать нестандартный сетевой трансформатор.

В подобных ситуациях выручает импульсная **инвертирующая** схема стабилизатора (рис. 11.1). По устройству она напоминает бус-

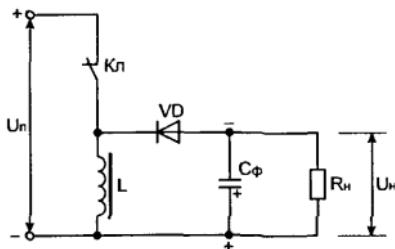


Рис. 11.1. Базовая схема инвертирующего преобразователя

терную, но работает иначе. Забегая вперед, отметим, что ее регулировочная характеристика также отличается от регулировочной характеристики бустерного стабилизатора. Цикл работы инвертирующего стабилизатора состоит из двух этапов: фазы накачки энергии и фазы передачи ее в нагрузку.

Фаза накачки энергии

В этой фазе, которая изображена на рис. 11.2, ключ Кл замкнут, диод VD заперт напряжением U_n , ток заряда дросселя i_3 нарастает по линейному закону:

$$i_p(t) = \frac{U_n t_3}{L} = \frac{U_n \gamma}{Lf}.$$

Фаза передачи энергии в нагрузку

При размыкании ключа Кл зарядный ток через ключ обрывается. Однако, благодаря явлению самоиндукции, дроссель стремится поддержать значение тока через свою обмотку, поэтому ток i_p замыкается через нагрузку и через открывшийся диод VD. Ток разряда спадает линейно по закону:

$$i_p(t) = -\frac{U_n(1-\gamma)}{Lf}.$$

Знак «минус» говорит о том, что полярность напряжения на нагрузке обратна полярности напряжения питания, как бы «ниже» него. Фаза разряда изображена на рис. 11.3.

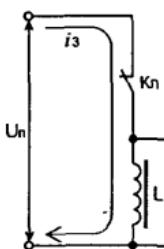


Рис. 11.2. Фаза накачки энергии

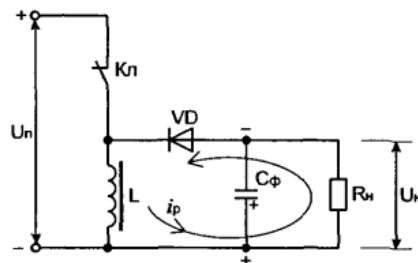


Рис. 11.3. Фаза разряда дросселя

Приравняв значения зарядного и разрядного токов в точке перехода, можно получить регулировочную характеристику инвертирующего стабилизатора:

$$U_n = -U_n \frac{\gamma}{1-\gamma}.$$

При $\gamma < 0,5$ инвертирующая схема работает с понижением напряжения, при $\gamma > 0,5$ — с повышением. В большинстве же случаев инвертирующая схема работает с $\gamma = 0,5$, то есть выходное напряжение по величине равно входному.

Исходя из условия равенства выходного напряжения входному:

$$L = \frac{U_n}{4i_n f},$$

где i_n — постоянный ток нагрузки.

Выпускаемая мировой промышленностью номенклатура микросхем управления инвертирующими стабилизаторами очень широка.

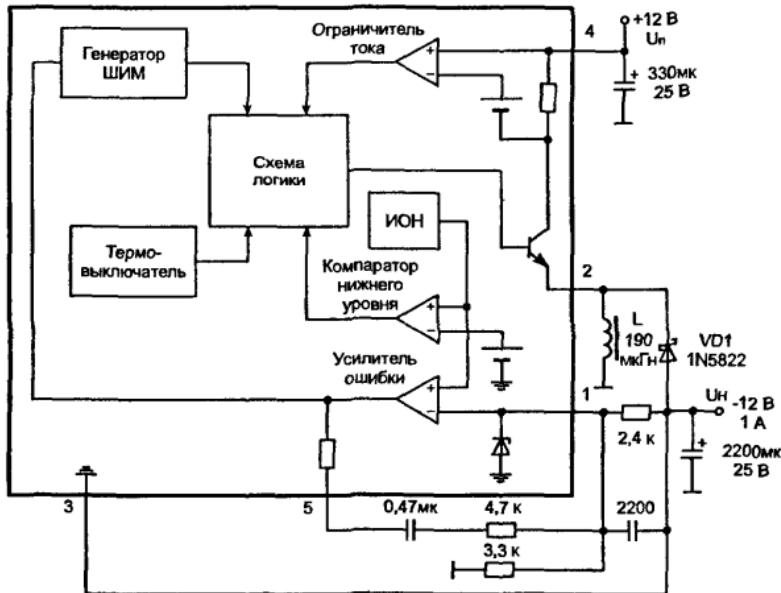


Рис. 11.4. Пример промышленной схемы инвертирующего стабилизатора

Ведущими фирмами-производителями являются уже известные читателю фирмы MAXIM, Motorola, Dallas semiconductor, Siemens и многие другие. Требования к конструктивным и электрическим параметрам элементов схем инвертирующих стабилизаторов аналогичны требованиям к элементам бустерных преобразователей.

Примером достаточно надежной и простой схемы инвертирующего преобразователя может служить микросхема MC34166 фирмы Motorola, пример включения которой представлен на рис. 11.4.

Следует заметить, что эта микросхема универсальна — она может с одинаковым успехом работать и в чопперном, и в бустерном включении. Важно лишь правильно подключить соответствующие выводы. Вообще многие фирмы стремятся к универсализации выпускаемых микросхем, поэтому такие варианты могут встретиться разработчику достаточно часто.

12. «Экономия, экономия и еще раз — экономия»

Импульсные корректоры коэффициента мощности

...Вот еще блок питания интересный. Пишут, что с коррекцией коэффициента мощности. Это зачем? Вообще можно обойтись без нее?

Из переписки

Проблема наиболее полного и качественного использования электроэнергии была актуальной во все времена, но сегодня она стала еще более острой, так как почти все современные электронные приборы оснащаются импульсными источниками электропитания. Как оказалось, это не слишком удачная нагрузка для питающей сети. Недавно принятый международный стандарт МЭК IEC 1000-3-2 ставит производителей электронной техники, питаемой от сети переменного тока, в очень жесткие условия. Согласно этому стандарту, коэффициент мощности работающей аппаратуры должен приближаться к единице для всех потребителей мощностью более 300 Вт. Невыполнение требований стандарта влечет за собой не только отсутствие конкурентоспособности изделия, но в ряде случаев и невозможность вообще продавать свою продукцию на мировом рынке. Действующие отечественные стандарты пока относятся к качеству потребляемой энергии значительно более лояльно. Проблема повышения коэффициента мощности, как правило, не возникает у радиолюбителей, поскольку любительские конструкции не сертифицируются государственными органами. Однако если у радиолюбителя возникнет желание изготавливать экономичный электронный балласт для люминесцентной лампы (о том, как это сделать, мы расскажем позже), он обязательно должен будет сделать блок, «ответственный» за качество потребляемой из сети энергии. В первую же очередь знакомство с методами повышения коэффициента мощности будет полезно профессиональному разработчику импульсной техники, поскольку проблема качества потреб-

ляемой энергии может встать перед отечественными производителями электронной техники весьма скоро.

Давайте разберемся, что же такое коэффициент мощности? Рассмотрим простейшую LR-цепочку, подключенную к сети переменного тока.

В цепи, изображенной на рис. 12.1, имеются три прибора: амперметр (A), вольтметр (V) и ваттметр (P). Приборы измеряют действующие значения электрических величин.

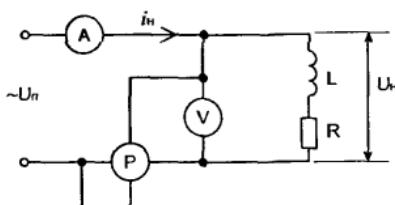


Рис. 12.1. Активно-реактивная цепь, включенная в сеть переменного тока

Произведение тока и напряжения, измеренных по отдельности вольтметром и амперметром:

$$S = U_h i_h$$

называется **кажущейся мощностью**.

Показания ваттметра — это реальная мощность P , потребляемая из сети.

Отношение:

$$k_m = \frac{P}{S}$$

называется **коэффициентом мощности**, потребляемой из сети. Для синусоидальной формы напряжения, приложенной к активно-реактивной цепи (то есть цепи, состоящей из резисторов и реактивных элементов — дросселей и конденсаторов) можно определить по формуле:

$$P = U_h i_h \cos\varphi,$$

где φ — угол сдвига между напряжением и током нагрузки.

Таким образом:

$$k_m = \cos\varphi.$$

Графически эту картину можно изобразить так, как показано на рис. 12.2.

Если в сеть включена чисто активная нагрузка (например, электронагреватель), сдвига фаз между напряжением и током не будет. В этом случае коэффициент мощности равен единице. Но как только появляются реактивные элементы, коэффициент мощности снижается.

Теперь выясним, как обстоит дело с коэффициентом мощности в импульсных источниках питания, у которых на входе стоит емкостной сглаживающий фильтр. Для простоты рассмотрим однополупериодную схему выпрямления (рис. 12.3).

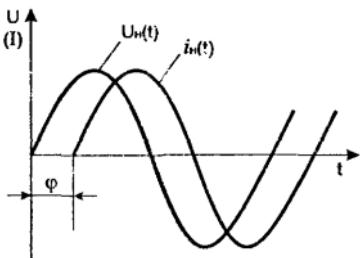


Рис. 12.2. Форма тока и напряжения активно-реактивной нагрузки

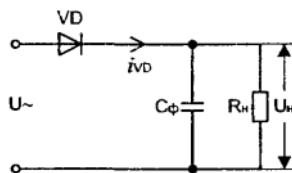


Рис. 12.3. К расчету коэффициента мощности импульсных источников

В установившемся режиме в период разряда нагрузка питается только от заряженной емкости C_{ϕ} , ток i_{VD} отсутствует. Напряжение

$$U_n > U_{\bar{n}}.$$

Период заряда проходит при:

$$U_n < U_{\bar{n}}.$$

В это время течет зарядный ток i_{VD} . Из графика на рис. 12.4 хорошо видно, что форма тока, потребляемого из сети, носит характер коротких импульсов. Коэффициент мощности такой схемы обычно не превышает 0,5...0,7. Задача корректора коэффициента мощности — сделать форму потребляемого тока близкой к той, которая наблюдается при включении активной нагрузки такой же мощности.

Разработаны и давно применяются пассивные корректоры, основанные на компенсации фаз особым включением емкостных и индуктивных элементов, которые «разворачивают» фазу тока. Пассивные

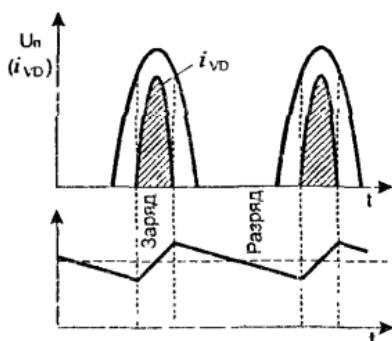


Рис. 12.4. Форма напряжения и тока на выходе сетевого выпрямителя импульсного источника

схемы широко применяются в изделиях с ярко выраженной индуктивной составляющей — балластах люминесцентных ламп, электрических двигателях. Они достаточно хорошо описаны в литературе, выполняются из малого количества элементов. К недостаткам пассивных корректоров следует отнести их зависимость от параметров нагрузки, и, следовательно, невозможность подключать к одной и той же схеме разных потребителей.

Пассивные корректоры не имеют отношения к теме данной книги, поэтому их описание и методика расчета не приводятся. Интерес для нас представляют импульсные устройства, с помощью которых можно, во-первых, повысить коэффициент мощности, и, во-вторых, поддерживать его на этом уровне независимо от параметров нагрузки. Выпуск данных устройств сегодня осваивает все большее количество зарубежных фирм, и они стремительно завоевывают рынок электронной продукции.

Рассмотрим блок-схему простейшего типового корректора коэффициента мощности, приведенную на рис. 12.5, в котором дополнительно осуществляется стабилизация выходного напряжения. Идея импульсной коррекции состоит в следующем. Низкочастотный емкостной фильтр заменяется на высоковольтную бустерную схему стабилизатора, с выхода которой питается нагрузка. Однако бустерная схема в данном случае работает несколько иначе. Входное напряжение $U_{\text{вх}}$, выпрямленное диодным мостом, представляет собой однополярные половинки синусоиды (линия 1 на рис. 12.6). Это напряжение понижается датчиком входного напряжения (ДВН) до необходимой ве-

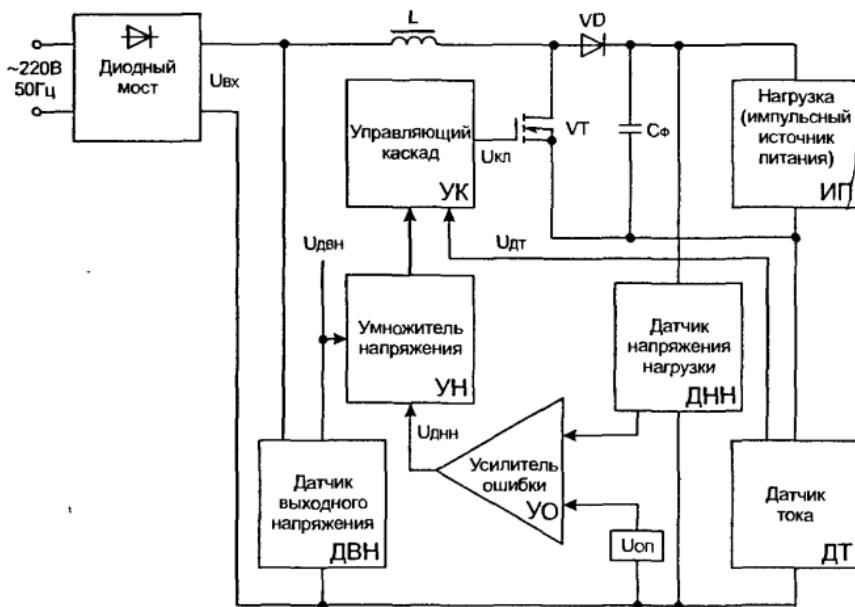


Рис. 12.5. Типовая блок-схема электронного корректора коэффициента мощности

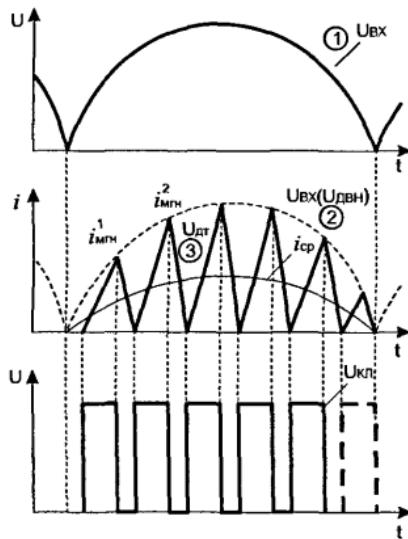


Рис. 12.6. График отражающий процессы, происходящие в импульсных корректорах коэффициента мощности

личины (линия 2 на рис. 12.6). В начальный момент времени включается транзистор VT, и ток в индуктивности L начинает линейно нарастать. Это нарастание фиксируется датчиком тока (ДТ) и преобразуется в выходное напряжение (линия 3 на рис. 12.6). Индуктивность L выбирается таким образом, чтобы нарастание тока (и соответственно — нарастание тока в датчике тока ДТ) происходило значительно быстрее нарастания входного напряжения $U_{\text{вх}}$. Когда напряжение $U_{\text{дт}}$ сравнивается с напряжением $U_{\text{дн}}$, управляющий каскад закрывает транзистор VT, и ток в цепи (теперь ток протекает исключительно через цепь VD, C_ф, U_п) падает по линейному закону до нуля. Момент падения тока до нуля служит сигналом для управляющего каскада на открытие транзистора VT, и процесс повторяется. Видно, что огибающая мгновенных значений токов ($i_{\text{мн}}^1, i_{\text{мн}}^2, \dots$) повторяет по форме входное напряжение, а среднее значение тока $i_{\text{ср}}$ становится очень похожим на форму тока в активной нагрузке. Таким образом, фактически потребляемый ток носит характер постоянно следующих коротких импульсов переменной амплитуды.

Этот несложный метод коррекции коэффициента мощности имеет и некоторые недостатки. Если входное напряжение $U_{\text{вх}}$ будет меняться, будет меняться и средний ток через нагрузку (поскольку будут меняться мгновенные значения импульсов тока). Изменение сопротивления нагрузки также будет менять выходное напряжение, так как разряд индуктивного элемента L в этом случае будет происходить медленнее или быстрее. «Плавающее» напряжение на выходе корректора потребует от разработчика импульсной схемы дополнительных мер по стабилизации напряжения на нагрузке (источнике питания ИП). Поэтому все современные активные корректоры снабжаются дополнительными узлами стабилизации напряжения нагрузки.

Изображенные на блок-схеме датчик напряжения нагрузки (ДНН) вместе с усилителем ошибки (УО) являются системой, отслеживающей выходное напряжение корректора. С выхода датчика снимается напряжение $U_{\text{днн}}$. Умножитель (УН) перемножает сигналы $U_{\text{днн}}$ и $U_{\text{дvn}}$. Полученный сигнал управляет транзистором VT. Таким образом, в данной схеме можно «сдвигать» порог переключения транзистора VT, поддерживая постоянное напряжение на нагрузке. Ясно, что в структуре современного блока питания появляется еще одна микросхема, что, конечно, не способствует уменьшению габаритов источ-

ника питания. Поэтому появились совмещенные микросхемы, в которых одна часть управляет корректором, а вторая — импульсным источником (ML4819, K1033ЕУ6).

В рамках этой книги мы не предусматриваем изготовление опытного образца корректора. Профессиональный разработчик при необходимости может обратиться, например, к [4], где подробно рассмотрены наиболее известные микросхемы MC33261, MC34261, MC34262, MC33368 производства фирмы Motorola. Некоторые фрагментарные теоретические сведения можно почерпнуть из [20] и [23]. Чуть позже мы рассмотрим оригинальную схему корректора, выполненного на базе микросхемы TOP202YAI фирмы Power Integration, а сейчас получим основные расчетные соотношения, которые позволят пытливому читателю самостоятельно рассчитать корректор, выполненный практически на любой специализированной микросхеме.

Еще раз вспомним, что корректор коэффициента мощности представляет собой бистерный преобразователь, работающий в режиме, граничном с режимом разрывных токов. Следовательно, для пикового значения тока дросселя мы можем записать:

$$i_L = \frac{(U_n - U_n)(1-\gamma)}{Lf}.$$

Когда мы рассматривали бистерную схему преобразователя, нам было ясно, что такая частота переключения f и какими параметрами схемы она определяется. Корректор же работает в режиме автогенерации с изменяющейся частотой и скважностью управляющих сигналов. Поэтому в качестве опорной частоты мы вынуждены принять среднюю частоту, которая указывается как рекомендуемая для расчетов в технических условиях на управляющую микросхему.

Учитывая, что $i_L = 2i_n$, запишем:

$$L = \frac{(U_n - U_n)(1-\gamma)}{2i_n f}.$$

Также мы должны иметь в виду, что $\frac{U_n}{U_n} = 1 - \gamma$,

$$L = \frac{(U_n - U_n)}{2i_n f} \cdot \frac{U_n}{U_n}.$$

Поскольку корректор приближает форму потребляемого тока к синусоидальной, мы можем связать ток и напряжение в нагрузке с током и напряжением сети через потребляемую мощность:

$$P_n = \frac{U_n i_n}{2}.$$

Окончательно:

$$L = \frac{(U_n - U_{n-1})U_n^2}{4P_n f U_n},$$

где η — КПД корректора (типичное значение 0,9...0,95).

В качестве U_n необходимо подставлять максимальное амплитудное значение питающего напряжения.

Примером удачного и простого в реализации корректора может служить микросхема TOP202YAI. В сопроводительной документации [35] приводится несколько типовых схем включения, одна из которых состоит всего из 17 элементов. Кроме того, авторами схемы разработана достаточно простая методика проектирования корректора, которую мы приводим ниже. Конечно, она базируется на только что выведенных соотношениях, но гораздо удобнее для рабочего проектирования.

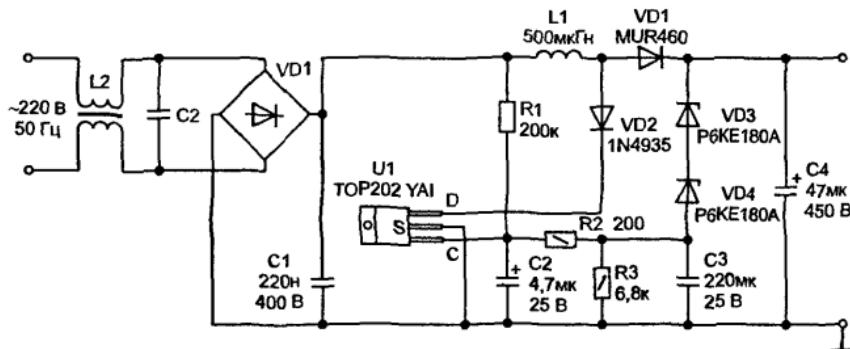


Рис. 12.7. Оригинальная схема корректора коэффициента мощности на базе TOP202YAI

Данная схема (рис. 12.7) обеспечивает коэффициент мощности не менее 0,95 при следующих условиях:

- мощность нагрузки (P_n) — 65 Вт;
 - выходное напряжение (U_n) — 420 В;

- максимальное действующее входное напряжение (Усети) — 265 В;
- средняя частота преобразования (f) — 100 кГц;
- КПД корректора (η) — 0,95.

По семейству графиков (рис. 12.8—12.9), отражающих зависимость индуктивности L_1 от выходной мощности (P_n), рассчитанных для разных значений U_n и U_h , выбираем требуемое максимальное значение индуктивности.

Номинальное значение индуктивности определяется из соотношения:

$$L_{\text{ном}} = \frac{L}{1 + 0,01 \cdot TOL},$$

где TOL — технологический разброс параметров индуктивных элементов при их изготовлении (типичное значение 10%).

Величину резистора $R1$ (датчик выпрямленного напряжения) выбираем из графика на рис. 12.10.

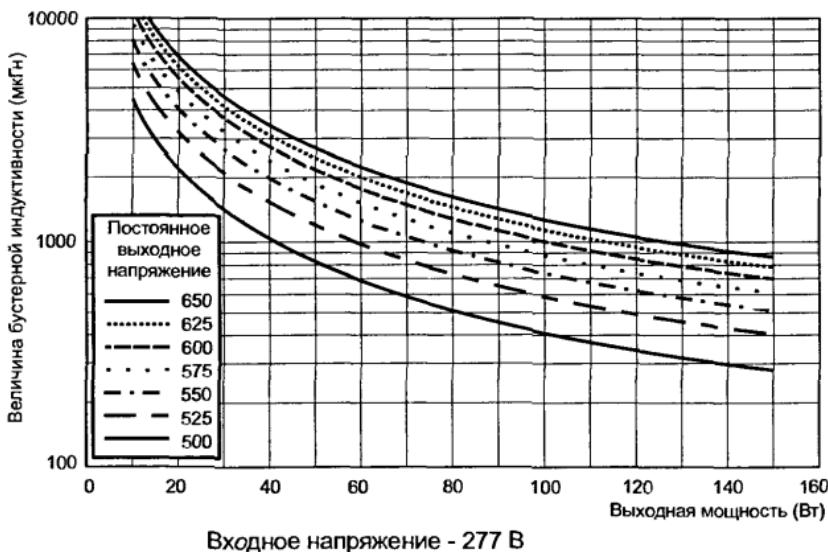


Рис. 12.8. График расчета величины индуктивности для входного напряжения 277 В

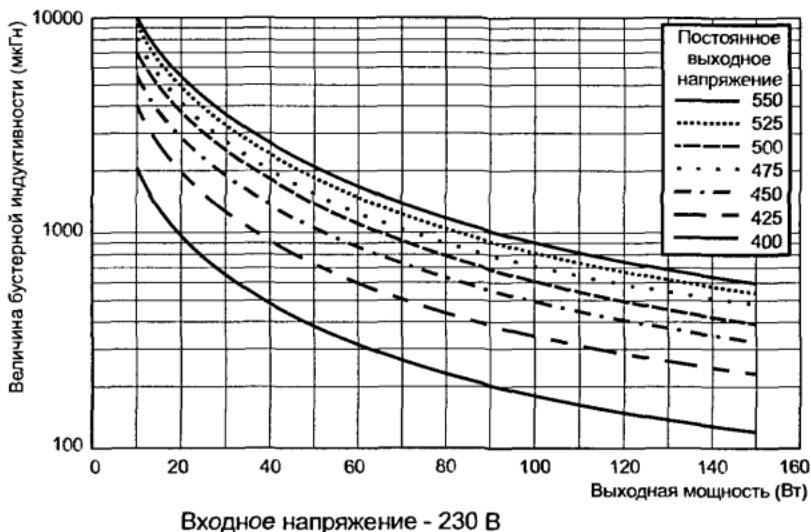


Рис. 12.9. График расчета величины индуктивности для входного напряжения 230 В

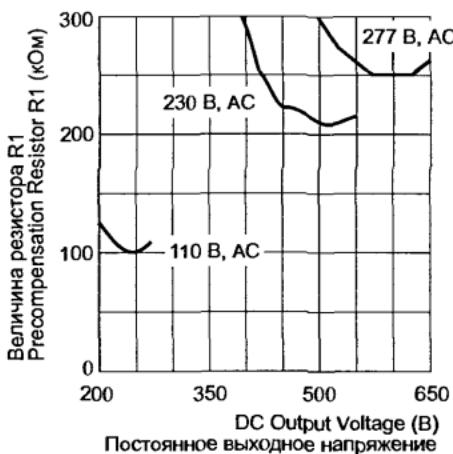


Рис. 12.10. График выбора резистора R1 для схемы рис. 12.7

На этом наше знакомство с корректорами коэффициента мощности можно и завершить. Мы еще раз упомянем корректоры в разговоре об электронных балластах люминесцентных осветительных ламп.

13. «Фли-бак»

Обратноходовой преобразователь напряжения

...Вчера весь вечер промучился с соседским телевизором. Напрочь выгорел блок питания. Теперь не знаю, что и делать, — то ли отправить его на рынок за новым, то ли самому транс перепотянуть, транзистор заменить...

Из переписки

13.1. Принцип работы

До сих пор мы рассматривали схемы стабилизаторов, не требующие гальванической развязки от питающей сети. Обычно напряжение, которым пытаются чопперные и бустерные стабилизаторы, поступает с автономных источников (батареи, аккумуляторы), либо с вторичных обмоток сетевых трансформаторов, естественно, имеющих значительные габариты. Разработчикам электронной техники давно хотелось заменить этот громоздкий элемент. Появление импульсных схем открыло широкие возможности для снижения массы и габаритов источников питания. Казалось бы, теперь нужно только спроектировать чопперную схему на сетевое напряжение и, управляя коэффициентом заполнения, получать напряжение питания радиоаппаратуры... Увы, заменить низкочастотный сетевой трансформатор чопперной схемой напрямую нельзя.

Одно из решающих обстоятельств, вынудивших разработчиков искать иные пути, — это отсутствие электробезопасности конструкции. В самом деле, радиоэлектронные приборы принято проектировать так, что проводник схемы, называемый «общим» (земляным), всегда подключается к шасси прибора, выполненного из металла. Нередко корпус прибора также не изолируется от шасси. С другой стороны, водопроводные трубы и батареи центрального отопления принято «заземлять», то есть подключать к ним заземленную нейтраль трехфазной сети [71]. Один из контактов сетевой однофазной розетки всегда «нулевой», другой — всегда «фазный». Человек, дотронувшийся

до прибора и случайно коснувшись батареи, окажется под напряжением 220 В, что отражено на рис. 13.1.

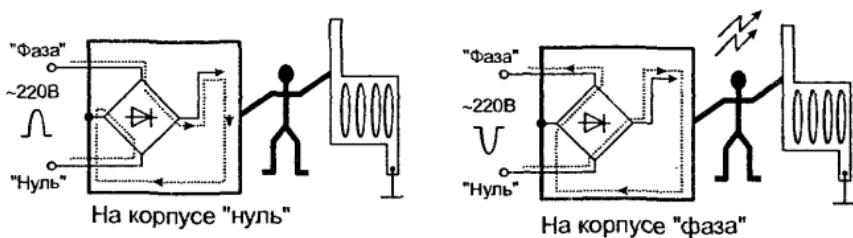


Рис. 13.1. Опасность поражения электрическим током в сетевых схемах без гальванической развязки

Чтобы не возникало таких опасных для жизни и здоровья человека ситуаций, цепи прибора и питающей сети должны быть **гальванически развязаны**, то есть не иметь общих проводников. Единственно возможный выход в этом случае — использование трансформатора с независимыми первичной и вторичными обмотками.

Из главы, посвященной основам работы трансформаторов, мы помним, что с повышением рабочей частоты габаритная мощность трансформатора увеличивается, а это значит, что при сохранении мощности можно, повысив частоту преобразования, существенно снизить габаритные размеры трансформатора. Типовая схема преобразователя с гальванической развязкой цепей показана на рис. 13.2.

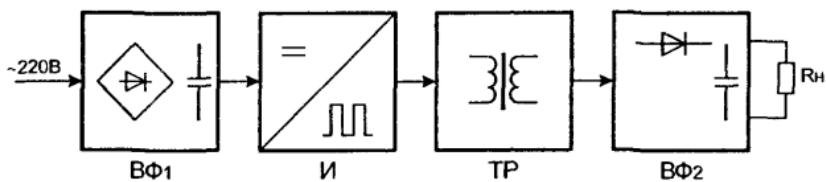


Рис. 13.2. Структурная схема типового конвертора сетевого напряжения

Переменное сетевое напряжение частотой 50 Гц выпрямляется и стягивается выпрямителем-фильтром (ВФ1). Затем постоянное напряжение с помощью инвертора (И) преобразуется в импульсное переменное напряжение повышенной частоты. Импульсный трансформатор (Тр) преобразует это напряжение в необходимое для питания

радиоаппаратуры значение. Выпрямитель-фильтр (ВФ2) сглаживает пульсации и питает нагрузку R_h .

Схемы выпрямителей и сглаживающих фильтров хорошо известны даже начинающим радиолюбителям, поэтому мы не будем подробно о них рассказывать, лишь упомянем в соответствующих местах некоторые особенности. Чуть подробнее расскажем о работе выпрямителя ВФ2 в условиях повышенной частоты. Наше внимание будет приковано в основном к схемотехнике инверторов, поскольку именно они определяют режим и надежность работы схемы.

Рассказ о схемотехнике инверторов мы откроем рассмотрением так называемых однотактных схем. Однотактными они называются потому, что электрическая энергия передается на выход преобразователя в течение одной части периода преобразования. Если энергия передается в тот момент, когда силовой ключ замкнут, такой преобразователь называют **прямоходовым** (forward). Если же энергия передается, когда ключ разомкнут — преобразователь называют **обратноходовым** (flyback).

Прямоходовую схему (рис. 13.3) мы упомянем вкратце. Цикл ее работы состоит из двух частей: передачи энергии (фаза 1) и холостого хода (фаза 2). В фазе 1 ток i_1 индуцирует ток i_2 во вторичной обмотке трансформатора Тр. Поскольку диод VD в этом случае оказывается включенным в прямом направлении (следите за фазировкой обмоток!), ток i_2 заряжает емкость C_ϕ . При размыкании ключа Кл самоиндукция «переворачивает» полярность на выводах трансформатора, диод VD блокируется, ток нагрузки поддерживается исключительно за счет разряда емкости C_ϕ .

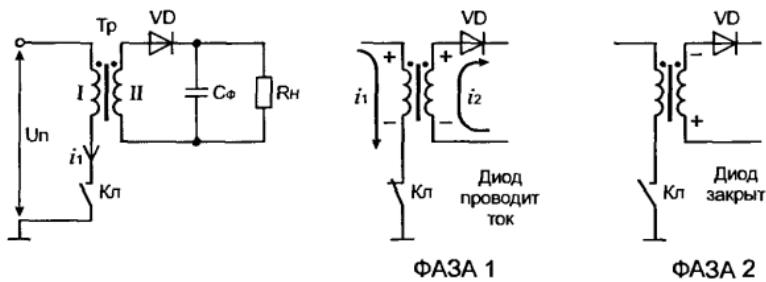


Рис. 13.3. Прямоходовая (forward) схема преобразователя

Данная схема имеет несколько существенных недостатков. Во-первых, работа с однополярными токами в обмотках трансформатора требует мер по снижению одностороннего намагничения сердечника. Во-вторых, при размыкании ключа энергия, накопленная в индуктивности намагничения трансформатора, не может «разрядиться» самостоятельно, поскольку все выводы трансформатора «ловисают в воздухе». В этом случае возникает индуктивный выброс — повышение напряжения на силовых электродах ключевого транзистора, что может привести к его пробою. В-третьих, короткое замыкание выходных клемм преобразователя обязательно выведет силовую часть из строя, следовательно, требуются тщательные меры по защите от КЗ.

Недостаток, связанный с намагничением сердечника однополярными токами, присущ всем однотактным схемам, и с ним успешно борются введением немагнитного зазора. Для борьбы с перенапряжениями используется дополнительная обмотка, «разряжающая» индуктивный элемент в фазе холостого хода током i_3 , как показано на рис. 13.4.

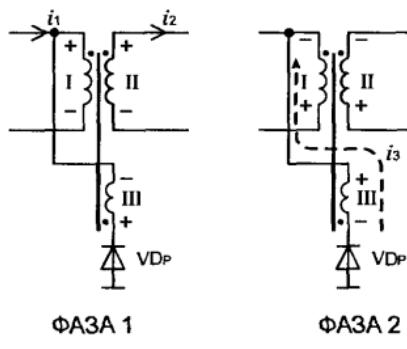


Рис. 13.4. Способ защиты транзистора от индуктивных выбросов в прямоходовой схеме

Источники силового электропитания с дополнительной разрядной обмоткой встречаются на практике редко, поэтому в нашей книге мы не будем рассматривать их подробно, а уж тем более предлагать изготавливать экспериментальную конструкцию. Гораздо более интересны с практической точки зрения обратноходовые фли-бак преобразователи. Подавляющее большинство современных телевизоров и видеомагнитофонов оснащено такими преобразователями сетевого напряжения. Разработано множество микросхем управления фли-бак кон-

верторами. Существуют как микросборки, использующие внешний силовой транзистор, так и включающие силовой элемент в свой состав, что сокращает габариты преобразователя. Отечественные цветные телевизоры второго поколения, появившиеся в середине 80-х годов, уже имели достаточно надежные фли-бак конверторы, построенные на дискретных элементах. Автор обращает на этот факт внимание тех, кто занимается ремонтом и модернизацией бытовой радиоаппаратуры. Знание основных принципов работы таких преобразователей поможет быстро отыскать неисправность, восстановить трансформатор с неизвестным типономиналом, подобрать микросхему управления и грамотно заменить другие вышедшие из строя элементы, а то и заменить устаревший БП полностью.

Удачные и недорогие сетевые фли-бак преобразователи мощностью 100—200 Вт могут быть успешно спроектированы даже начинающими разработчиками импульсной техники. Эти преобразователи надежны в работе, не боятся короткого замыкания на выходе, схемотехнически просты.

Обратноходовая схема (рис. 13.5) очень похожа на прямоходовую с той лишь разницей, что «начала» и «концы» вторичных обмоток трансформатора Тр включены наоборот (с обратной фазировкой). В данном случае фаза накопления энергии и фаза передачи ее в нагрузку разделены во времени, поэтому, по большому счету, электротехническое изделие Тр нельзя называть трансформатором. Это скорее двухобмоточный накопительный дроссель. Но, по устоявшейся терминологии, мы будем все же называть элемент Тр трансформатором. Как будет показано далее, этот дроссель все же имеет **коэффициент трансформации**, что роднит его с названным электротехническим изделием.

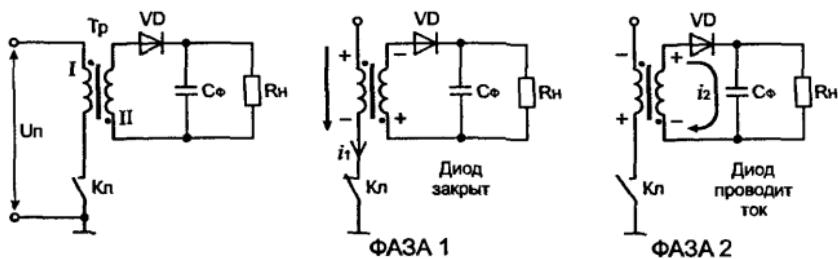


Рис. 13.5. Обратноходовая (fly-back) схема преобразователя

Во время накопления энергии трансформатором (фаза 1) ключ Кл замкнут, в первичной обмотке течет ток i_1 . Закон накопления энергии мы можем математически записать исходя из уже известного нам соотношения:

$$i_1(t) = \frac{U_n t}{L_1},$$

где L_1 — индуктивность первичной обмотки.

Мы видим, что на этом участке ток первичной обмотки линейно нарастает.

Фаза передачи энергии (фаза 2) наступает при размыкании ключа Кл. В этот момент полярность на выводах трансформатора благодаря явлению самоиндукции меняется на противоположную. Открывается диод VD , ток i_2 заряжает конденсатор фильтра C_ϕ . Закон спада тока вторичной обмотки математически очень похож на закон нарастания тока первичной обмотки:

$$i_2(t) = i_1^* - \frac{U_n t}{L_2},$$

где i_1^* — ток первичной обмотки, пересчитанный во вторичную. Его величина фиксируется в тот момент, когда происходит размыкание ключа;

L_2 — индуктивность вторичной обмотки.

Мы видим, что в процессе работы конвертора токи трансформатора нарастают и спадают линейно. Чтобы обеспечить требуемые значения тока и напряжения на нагрузке, необходимо связать процессы, происходящие в первичной цепи, с реакцией на них вторичной цепи. Автор считает, что читателю, желающему разобраться с фли-бак схемой, необходимо вникнуть в ход дальнейших рассуждений, поскольку пара-тройка формул, приводимых в книгах, не позволяет хорошо прочувствовать физику процессов, сводя все к механическому расчету. Спроектировать хороший импульсный источник, обладая столь скучной информацией, трудно. Итак, начнем.

Для удобства изобразим токи первичной и вторичной цепей на соседних графиках (рис. 13.6).

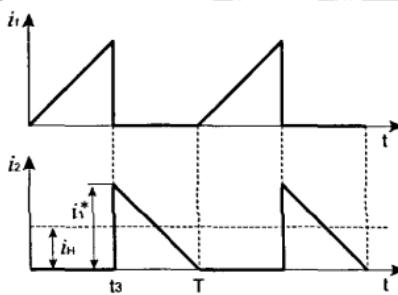


Рис. 13.6. Графики формы тока в первичной и вторичной обмотках

Вначале рассмотрим процессы во вторичной цепи, поскольку в конечном итоге нас интересуют напряжение и ток нагрузки. При достаточно большой величине емкости C_{ϕ} , обеспечивающей качественную фильтрацию постоянной составляющей:

$$i_H = \frac{1}{T} \int_{t_3}^T i_2(t) dt = \frac{1}{T} \int_{t_3}^{t_1^*} i_1^* \frac{T-t}{T-t_3} dt,$$

где t_3 — время, в течение которого происходит «накачка» энергии в индуктивный элемент;

$$i_H = i_1^* \left[\frac{T}{2(T-t_3)} - \frac{t_3}{T-t_3} + \frac{t_3^2}{2T(T-t_3)} \right] =$$

$$= i_1^* \left[\frac{T}{2(T-t_3)} - \frac{t_3}{T-t_3} + \frac{t_3^2}{2T(T-t_3)} \right] = i_1^* \frac{1-\gamma}{2};$$

γ — коэффициент заполнения.

Чтобы связать токи i_1 и i_2 , давайте предположим, что вся энергия, накопленная в первой фазе, переходит в нагрузку в фазе 2 (индуктивный элемент полностью передает свою энергию). Математически это значит, что:

$$L_1 i_1^2 = L_2 i_2^2.$$

Поскольку конструктивные параметры сердечника не меняются, мы можем записать:

$$L_1 = \frac{w_1^2 \mu \mu_0 S}{l_{cp}}, \quad L_2 = \frac{w_2^2 \mu \mu_0 S}{l_{cp}}.$$

Приравнивая одинаковые части, мы получаем:

$$i_1 w_1 = i_2 w_2 \quad \text{или} \quad i_1 = i_2 k,$$

где k — коэффициент трансформации.

Следовательно,

$$i_1^* = \frac{U_n t_3}{k L_1} = \frac{U_n \gamma}{k L_1 f}.$$

Обозначим $L_1 = L$, поскольку с этого момента мы будем иметь дело только с индуктивностью первичной обмотки.

Итак:

$$i_n = \frac{\gamma(1-\gamma)U_n}{2Lf k},$$

где f — частота преобразования.

Либо:

$$\frac{U_n}{R_n} = \frac{\gamma(1-\gamma)U_n}{2Lf k}.$$

Проанализируем эту очень важную формулу. Мы видим, что при неизменном сопротивлении нагрузки и питающем напряжении, а также частоте преобразования, индуктивности первичной обмотки и постоянстве коэффициента трансформации **максимум** напряжения на нагрузке получаем при $\gamma = 0,5$. Практически это означает, что, задав время заряда t_3 , либо близким к нулю, либо близким к периоду коммутации T , мы так или иначе получим близкое к нулю напряжение на нагрузке. На первый взгляд, нет никакой разницы, если регулирование напряжения будет осуществляться изменением коэффициента заполнения γ на интервале $[0...0,5]$ или $[0,5...1,0]$. Однако практически для силовой части преобразователя более предпочтителен первый режим. Почему? Об этом — следующий раздел.

13.2. Выбор режима работы фли-бак конвертора

Теперь совместим графики, относящиеся к первичной и вторичной цепям (рис. 13.7).

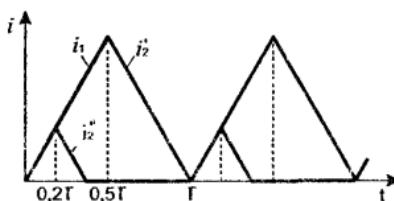


Рис. 13.7. Режим прерывистого и непрерывного тока

Пусть индуктивность первичной обмотки трансформатора L выбрана такой, что при $\gamma = 0,5$ происходит ее полный разряд на нагрузку. Если мы уменьшим коэффициент заполнения, ток вторичной обмотки трансформатора станет прерывистым на протяжении фазы разряда, как показано на рис. 13.7. В разделе, посвященном чопперной схеме, мы говорили, что прерывистый ток в индуктивном элементе нежелателен. Действительно, для чоппера это очень важно, поскольку дроссель выполняет роль фильтра. Но во фли-бак схеме ток вторичной обмотки все равно прерывается в фазе заряда, к тому же здесь трансформатор является энергонакопительным элементом.

Представим, что мы увеличили γ более 0,5. Тогда трансформатор не будет успевать полностью разряжаться на нагрузку. Форма тока в первичной и вторичной обмотках будет такой, как показано на рис. 13.8. Мы видим, что появляется постоянная составляющая, «переходящая» из одной обмотки трансформатора в другую. В момент начала заряда первичной обмотки трансформатора эта «переходящая» составляющая отражается как резкий скачок тока в первичной обмотке (рис. 13.9). Читатель может сказать: «Ну и хорошо, что появилась постоянная составляющая! Она увеличит напряжение на нагрузке». К сожалению, в этом случае, напротив, происходит убыль тока в силу появления в формуле произведения $\gamma (1 - \gamma)$. Физически это означает, что добавляя постоянную составляющую, которая не успевает «переходить» в нагрузку, мы, тем не менее, укорачиваем время разряда t_p . При проектировании фли-бак конвертора следует стремиться, чтобы при

$\gamma = 0,5$ на нагрузке было максимальное значение тока, а схема управления работала в режиме $[0...0,5]$. Режим $\gamma = 0,5$ должен обеспечиваться при снижении питающего напряжения U_n до минимальной величины, которая задается в начале проектирования. Выбор индуктивного элемента в этом случае должен осуществляться по формуле:

$$L = \frac{\gamma - (1 - \gamma)U_n^{\min}}{2i_n f k}.$$

Это значение индуктивности первичной обмотки следует принять в качестве основного.

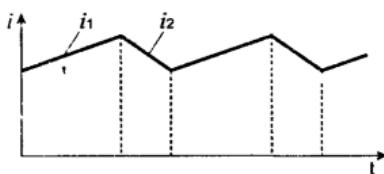


Рис. 13.8. Режим работы конвертора с коэффициентом заполнения более 0,5

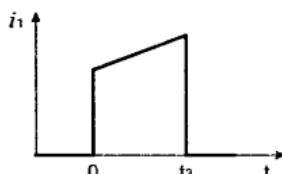


Рис. 13.9. «Трапеция» тока в первичной обмотке при работе преобразователя с коэффициентом заполнения более 0,5

Давайте повнимательнее взглянем на выведенную нами формулу:

$$\frac{U_n}{R_n} = \frac{\gamma(1 - \gamma)U_n}{2L f k}.$$

Если мы увеличим сопротивление нагрузки, то (поскольку все величины, стоящие в правой части равенства, остаются неизменными) должно увеличиться напряжение на нагрузке. Если в схеме присутствует блок стабилизации, он «отработает» этот скачок уменьшением γ , возвратив значение напряжения на нагрузке к требуемой величине.

Читатель может заметить интересную особенность фли-бак конвертора — если увеличить сопротивление нагрузки в десятки раз по сравнению с номинальной (по сути, вообще отключить нагрузку), напряжение может «подпрыгнуть» выше напряжения питания! В действительности это не так. Увеличивая сопротивление нагрузки при неизменном коэффициенте заполнения, мы заставляем появиться в магнитопроводе «невозвращаемой» составляющей, которая будет тем

больше, чем больше сопротивление нагрузки, как показано на рис. 13.10. Определим предельно возможное напряжение, исходя из равенства нулю среднего тока трансформатора:

$$\frac{U_n t_3}{L_1} = \frac{U_n (1 - t_3)}{k L_1}.$$

Окончательно:

$$U_n = U_n \frac{w_2}{w_1} \cdot \frac{\gamma}{1 - \gamma}.$$

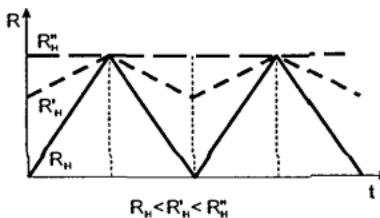


Рис. 13.10. Зависимость величины «невозврашаемой» составляющей в зависимости от величины нагрузки

Хорошо видно, что ток нагрузки в этом случае определяется напряжением питания и коэффициентом заполнения. Чтобы обезопасить питаемую схему от бросков напряжения в момент включения, в преобразователь вводят так называемую активную **неотключаемую** нагрузку, параметры которой выбирают из минимально возможного для схемы коэффициента заполнения. В современных схемах при отрыве нагрузки автоматически в несколько раз повышается частота преобразования f , что позволяет в несколько раз увеличить неотключаемое сопротивление и повысить КПД.

13.3. Проектирование трансформатора для фли-бак конвертора

Для фли-бак конвертора подойдет трансформатор, выполненный либо на базе ферритовых броневых чашек (мощность не более единиц Ватт), либо Ш-образных магнитопроводов (десятки-сотни Ватт в нагрузке). Основы расчета таких индуктивных элементов мы уже рас-

смотрели в главе, посвященной чопперу. В данном случае трансформатор также должен быть выполнен с зазором. Коэффициент трансформации определяется из соотношения:

$$k = \frac{U_n}{U_n^{\min}} \text{ при условии } \gamma = 0,5.$$

Число витков первичной обмотки:

$$w_1 = \frac{\gamma U_n^{\min}}{BSf},$$

где U_n^{\min} — минимальное напряжение питающей сети;

B — амплитуда магнитной индукции в сердечнике;

S — площадь рабочего поперечного сечения сердечника.

Минимальный объем магнитопровода можно определить, исходя из допустимой температуры перегрева. Однако, как правило, реальный объем магнитопровода оказывается на порядок больше, поскольку мы ограничены также размером окна.

Подробный расчет трансформатора и рекомендации по его изготовлению будут приведены в разделе, посвященном экспериментальной конструкции фли-бак преобразователя.

13.4. Защита силового транзистора от потенциального пробоя

В промышленных схемах фли-бак конверторов [30] силовая часть схемы всегда содержит элементы, назначение которых с первого взгляда не понятно. Типичные цепочки показаны на рис. 13.11—13.14. Они могут встретиться как по отдельности, так и в сочетании. Наиболее распространена цепочка R, C, VD, изображенная на рис. 13.11. Она носит название **фиксирующей цепочки**. Анализ многочисленных схем источников питания, проведенный автором, показал, что очень часто в практически идентичных схемах, но относящихся к разным фирмам-разработчикам, номиналы резистора R и конденсатора C могут отличаться на порядок. Обе схемы, тем не менее, используются в серийных изделиях и надежно работают. Но вопрос выбора элементов фиксирующей цепи все же остается неясным.

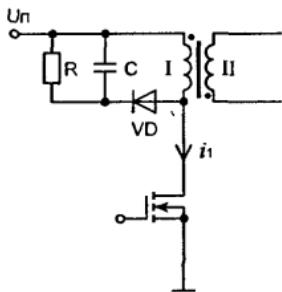


Рис. 13.11. Фиксирующая цепочка

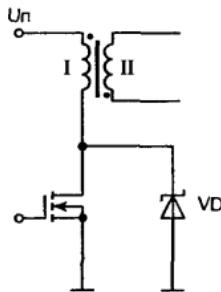


Рис. 13.12. Использование защитного TRANSIL

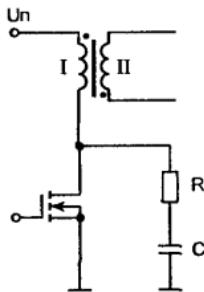


Рис. 13.13. Снаббер

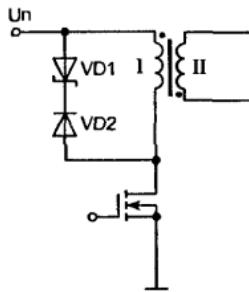


Рис. 13.14. Схема ограничения индуктивных выбросов

Зачем вообще введены эти элементы в схему? Каковы критерии их выбора? Многочисленная литература, просмотренная автором в поисках ответа на эти вопросы, отличается широким плюрализмом мнений и подходов. Очень часто авторы рисуют только качественную картину, не доводя этот анализ до расчетных соотношений. Поэтому автор этой книги был вынужден разработать собственный метод расчета фиксирующих элементов и поставить несколько экспериментов по его проверке. Проведенные исследования показали правильность предположений, поэтому автор спешит поделиться результатами своего исследования с читателем.

Итак, стремление индуктивного элемента сохранить величину тока через себя, как мы уже знаем, создает выброс напряжения на его выводах. Это напряжение (U_L) складывается с напряжением питания (U_n), как показано на рис. 13.15, и может «пробить» ключевой транзистор:

$$U_{kz} = U_L + U_n .$$

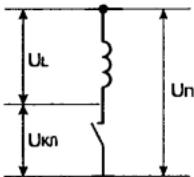


Рис. 13.15. Пояснение ситуации, в которой возможен пробой ключевого элемента

Перенапряжение на выводах ключевого элемента можно определить из следующего соотношения:

$$U_{kl} = U_n \left[1 + \frac{\gamma(1-\gamma)R_h}{2Lf} \right].$$

При правильном выборе индуктивного элемента перенапряжение на ключевом элементе при $\gamma = 0,5$ составит:

$$U_{kl} = 2U_n.$$

А если произойдет обрыв нагрузки? Напряжение на ключевом транзисторе, хоть и на короткое время, повышается — появляется значительный индуктивный выброс. Схема стабилизации, конечно, отследит изменение нагрузки — уменьшит коэффициент заполнения или повысит частоту преобразования. Однако реакция схемы управления никогда не бывает мгновенной, поскольку она всегда обладает некоторой инерционностью. Уследить же за короткими индуктивными выбросами принципиально невозможно.

Насколько разрушительны последствия потенциального пробоя, автору не раз приходилось наблюдать в процессе своих экспериментов с силовой техникой. Пробой силовых транзисторов почти всегда характеризуется коротким замыканием его силовых электродов. Вслед за пробоем транзистора выгорает первичная обмотка трансформатора. Случай, когда схема управления остается невредимой, весьма редки. Поэтому, забегая вперед, дам совет: нужно обезопасить хотя бы трансформатор от выгорания, предусмотрев во входной цепи предохранитель.

Как работает фиксирующая цепочка? Если мы внимательно рассмотрим трансформатор в фазе передачи энергии в нагрузку (рис. 13.16), то увидим, что в первичной обмотке, нагруженной эле-

ментами R , C , VD , также появляется электрический ток, наведенный в ней током вторичной обмотки. Этот ток заряжает емкость C , напряжение на которой в установившемся режиме при $\gamma = 0,5$ равно напряжению питания. Теперь представим, что при размыкании ключа на первичной обмотке возник индуктивный выброс (выброс может быть связан не только с полезной индуктивностью, но также и с паразитными параметрами). Если амплитуда этого выброса больше, чем напряжение на конденсаторе C , диод VD открывается и оба напряжения выравниваются, а энергия выброса «перетекает» в конденсатор. Хорошо видно, что фиксирующая цепочка представляет собой дополнительную нагрузку для трансформатора. Добавка напряжения на конденсаторе будет:

$$\Delta U_C = \sqrt{\frac{L_{np}}{C}} i_1,$$

где L_{np} — приведенная индуктивность первичной обмотки, включающая паразитные параметры.

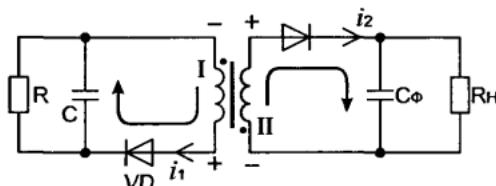


Рис. 13.16. К расчету параметров фиксирующей цепочки

Выбирая емкость конденсатора соответствующим образом, можно уменьшить добавку напряжения на конденсаторе за счет энергии выброса.

Как определить номиналы элементов цепочки? Дополнительная нагрузка на трансформатор однозначно увеличит потери энергии, снизит КПД. Расчеты, проведенные автором, показали, что мощность, рассеиваемая на сопротивлении R , может находиться в пределах 2% от мощности, выделяющейся на нагрузке:

$$R = \frac{U_n^2}{0,02 P_n}.$$

Емкость конденсатора С рекомендуется выбрать так, чтобы постоянная разряда цепочки была на пару порядков больше периода коммутации. Отсюда:

$$C = \frac{100}{R f}.$$

Диод VD выбирается как можно более быстродействующий (с минимально возможным временем обратного восстановления) и обратным напряжением не менее $1,5U_n$.

Хорошим способом защиты силового транзистора является использование диодов TRANSIL. Реализация этого способа показана на рис. 13.12 и 13.14.

RC-цепочка, изображенная на рис. 13.13, может быть использована для защиты от индуктивных выбросов, однако прямое ее назначение несколько иное. Это так называемый **снаббер**, который не позволяет силовому транзистору переключаться слишком быстро. Ограничение скорости переключения в некоторых случаях приходится вводить потому, что подавляющее большинство схем управления, построенных на полевых комплементарных транзисторных структурах, обладают существенным недостатком — при определенных условиях они могут **защелкиваться**. О защелкивании микросхем управления, как и о способах устранения этого эффекта, мы поговорим позже. В большинстве случаев защелкивание можно предотвратить, выбирая соответствующий резистор в цепи затвора. Эксперименты, проведенные автором, показали, что при аккуратной разводке печатной платы и установке резистора в цепь затвора защелкивание выходных каскадов микросхем управления фли-бак преобразователями не происходит. Соответственно в таких схемах от снаббера можно отказаться.

Наилучшие результаты по снижению индуктивных выбросов были получены при совместном использовании схем на рис. 13.11 и рис. 13.12.

13.5. От теории — к практике

Автор предлагает проверить свои знания в области конструирования фли-бак преобразователей самостоятельным изготовлением опытного варианта преобразователя на базе микросхемы TDA4605. Микросхема проста в использовании, обладает малым количеством

выводов (8 шт.), выпускается многими фирмами (среди них такие известные, как SGS-Thomson, Siemens) и, что немаловажно, имеет полные отечественные аналоги — К103ЗЕУ5 и КР1087ЕУ1 (производства Минского завода «Интеграл»). Работу мы построим по следующему плану:

- рассмотрим структурную схему и принцип работы микросхемы управления;
- проведем необходимые расчеты и выбор элементов;
- изготовим опытный образец.

Микросхема нормально функционирует в сетевых преобразователях напряжения при изменении входного питающего напряжения от 170 до 245 В, имеет в своем составе схему включения-выключения дежурного режима, схему защиты от перегрузок. Назначение основных составных блоков микросхемы показано на рис. 13.17.

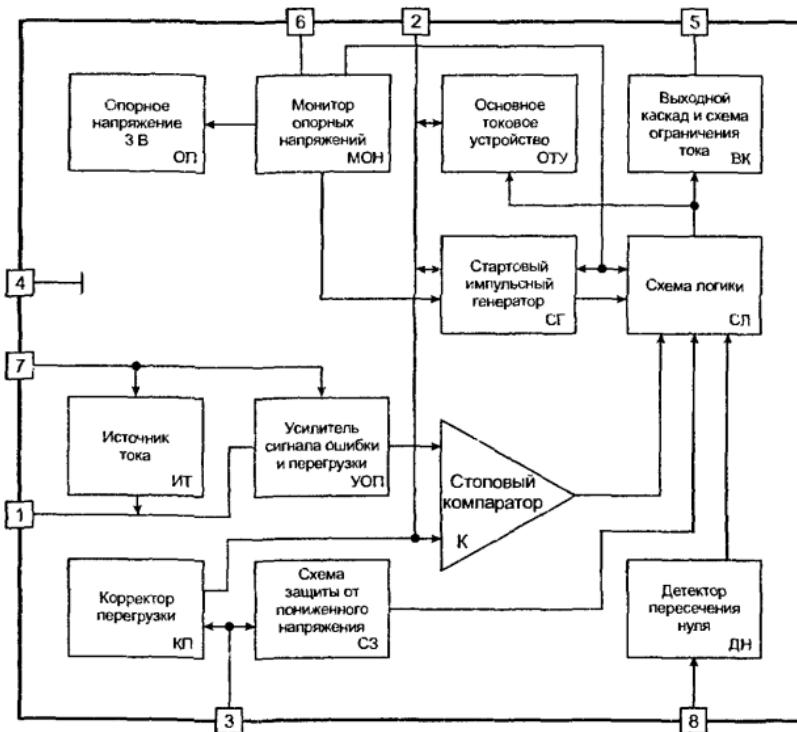


Рис. 13.17. Функциональные узлы микросхемы TDA4605

Схема включения-выключения (С3) имеет управляющий вывод 3. При подаче на этот вывод напряжения более 1 В разрешается работа узлов микросхемы. Максимальное значение напряжения на этом выводе не должно превышать 6...7 В. Возможность отключения источника питания замыканием этого вывода на общий провод схемы используется для дистанционного управления включением-выключением бытовой аудио-видеотехники.

Схема стабилизации напряжения состоит из усилителя сигнала ошибки и перегрузки (УОП), стопового компаратора (К) и схемы логики (СЛ). Сигнал обратной связи, информирующий схему об уровне напряжения на нагрузке, подается на вывод 1. Схема стабилизации вырабатывает импульсы регулируемой скважности (γ), которые усиливаются по току выходным комплементарным каскадом (ВК) и подаются на выход микросхемы через вывод 5. Ток через этот вывод ограничен значением 1,5 А, напряжение — не более 70% от напряжения питания (вывод 6).

Схема формирования пилообразного напряжения состоит из внешней частотозадающей RC-цепи, подключаемой к выводу 2, стартового генератора (СГ), блока опорных напряжений (ОП и МОН), детектора пересечения нуля (ДН).

Схема формирования пилообразного напряжения, изображенная на рис. 13.18, работает следующим образом. В момент начала очередного цикла преобразования схема стартового импульсного генератора (СГ) вырабатывает стробирующий импульс (график 5 на рис. 13.19), открывающий силовой транзистор. В этот же момент размыкается ключ (КлСГ) и начинается заряд конденсатора Сг через резистор Rg. Заряд сопровождается увеличением напряжения, начиная от значения U_{min}^{Γ} . Это напряжение сравнивается с напряжением обратной связи U_{sc} . Когда оба напряжения станут равными, компаратор (К) формирует импульс, закрывающий силовой транзистор. Как мы уже знаем, в этом случае в силовом трансформаторе (благодаря явлению самоиндукции) должна измениться на обратную полярность напряжения на обмотках. Момент изменения полярности фиксируется детектором нуля (ДН). Детектор выдает стробирующий импульс (график 4 на рис. 13.19), который поступает на схему логики, «разрешая» новое от-

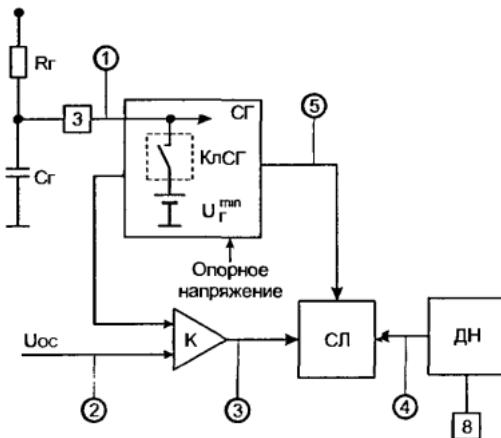


Рис. 13.18. Узел формирования пилообразного напряжения и стабилизации

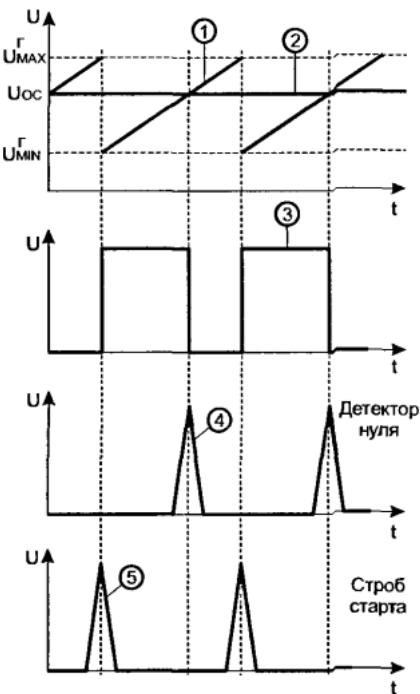


Рис. 13.19. Графики, поясняющие работу узла стабилизации

крытие транзистора, которое (внимание!) произойдет не тотчас же, а в следующем такте. Итак, транзистор остается закрытым, а напряжение на конденсаторе продолжает расти. Когда оно достигнет значения U_{max}^{Γ} , схема СГ вырабатывает импульс (график 5 на рис. 13.19), который одновременно сбросит напряжение на конденсаторе до U_{min}^{Γ} и откроет ключевой транзистор. Начнется новый цикл работы.

Мы можем заметить, что рабочая частота f определяется не только параметрами времязадающей цепи $RgCg$, но и разностью напряжений ($U_{\text{max}}^{\Gamma} - U_{\text{min}}^{\Gamma}$). При перегрузке, могущей возникнуть, как мы уже знаем, при обрыве провода нагрузки, схема, снизив коэффициент заполнения до минимально возможной величины, повышает рабочую частоту f в несколько раз. Это реализуется снижением опорного напряжения U_{max}^{Γ} , как показано на рис. 13.20. Рабочая частота преобразователя лежит в пределах $f_1 = 20 \dots 30 \text{ кГц}$, защитная частота $f_2 \approx 200 \text{ кГц}$.

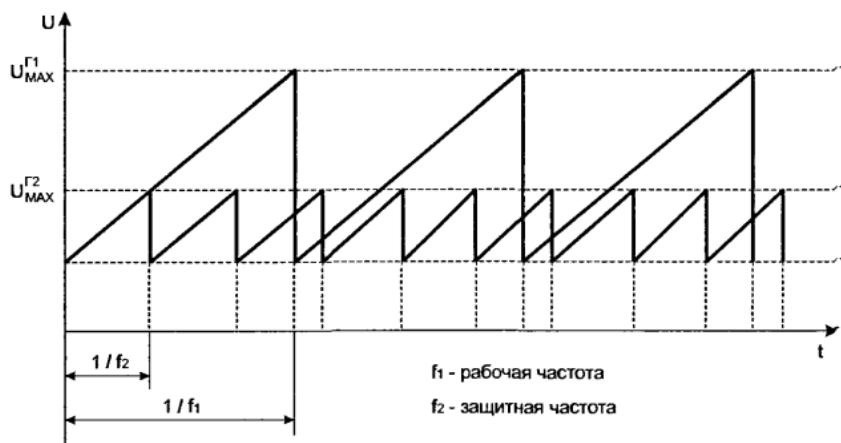


Рис. 13.20. Рабочий и защитный режимы микросхемы TDA4605

Схема питания и защиты от КЗ вторичной обмотки также реализована в составе этой микросхемы. Режим короткого замыкания, как нам известно, не опасен для силового транзистора обратноходового преобразователя, поскольку фазы накачки энергии и передачи ее в нагрузку разнесены во времени. Однако энергия в режиме КЗ будет рассеиваться на малом сопротивлении вторичной обмотки и выпря-

мительном диоде, что приведет к их разогреву. Чтобы исключить режим КЗ, в состав микросхемы был введен блок защиты от короткого замыкания. Рассмотрим принцип работы этого узла.

Питание микросхемы осуществляется через вывод 6. Если напряжение на этом выводе падает ниже 7,25 В, микросхема переходит в режим импульсного включения с периодом, равным приблизительно 1 с. Длительность этого периода зависит от номиналов R2 и C6, изображенных на принципиальной схеме. Поскольку обычно микросхема питается от дополнительной обмотки трансформатора, короткое замыкание силовой обмотки мгновенно отражается на напряжении, пытающем микросхему. Максимально допустимое значение напряжения питания микросхемы — 16,5 В. Потребляемый ток в режиме запуска — до 10 мА. Среднее значение тока в рабочем режиме — до 11 мА.

Схема опытного фли-бак преобразователя на базе TDA4605 приведена на рис. 13.24. Рассчитаем основные параметры элементов схемы с учетом параметров напряжения и тока, питающих нагрузку:

$$U_n = 12 \text{ В}, i_n = 4 \text{ А} \text{ (общая мощность нагрузки } 48 \text{ Вт}).$$

Входной выпрямитель-фильтр изображен на рис. 13.21.

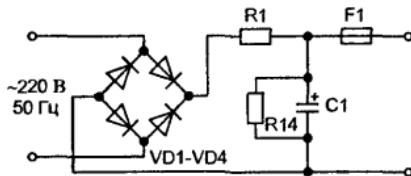


Рис. 13.21. Сетевой фильтр

Диоды входного выпрямителя выбираются из условия:

$$U_{обр}^{\partial} > U_{сеть}^{\max},$$

где $U_{обр}^{\partial}$ — обратное напряжение диода, приводимое в технических условиях;

$U_{сеть}^{\max}$ — амплитуда сетевого напряжения

$$(U_{сеть}^{\max} = \sqrt{2} \cdot 220 = 310 \text{ В}).$$

Данные диоды работают в условиях низкочастотных токов, поэтому здесь можно выбрать элементы класса standard. Выбираем для нашей схемы отечественные диоды КД226Г:

$$U_{обр}^\delta = 600 \text{ В}, \quad i_{np} = 1,7 \text{ А}, \quad i_{np.u} = 50 \text{ А (при } \tau_u \leq 10 \text{ мс)}.$$

Входной выпрямитель содержит емкостной фильтр С1. В момент включения преобразователя в сеть С1 разряжен, и он не может зарядиться мгновенно до амплитудного значения сетевого напряжения. Поэтому в начальный момент времени через диоды фильтра может протекать большой ток. Для ограничения тока через диоды в схему введен резистор R1. Этот элемент, конечно, ухудшает КПД схемы, поскольку в процессе работы на нем рассеивается дополнительная мощность, но отказываться от него ни в коем случае нельзя! В наших силах выбрать величину сопротивления как можно меньше. Технические условия на выпрямительные диоды [31] разрешают при работе на емкостную нагрузку увеличить однократный импульс тока $i_{np.u}$ в 1,57 раза. В этом случае:

$$i_{np.u} = 78,5 \text{ А (при } \tau_u \leq 10 \text{ мс)}.$$

Выбираем с запасом сопротивление резистора: $R1 = 4,7 \text{ Ом}$.

Проверяем начальный импульсный ток через диоды моста:

$$i_u^\delta = \frac{310}{4,7} = 66 \text{ А.}$$

О выборе емкости фильтрующего конденсатора написано немало книг разной степени сложности, поэтому мы не будем выносить этот расчет в отдельный раздел, а конспективно определим принцип инженерного расчета. Подробнее об этом можно прочитать, например, в [2], [7], [32], [33].

Емкость конденсатора фильтра определяется в общем виде из формулы:

$$C = \left(\frac{1}{m} + \frac{\Theta}{\pi} \right) \frac{1}{2K_n f_n R_n},$$

где m — число фаз выпрямителя (для диодного моста $m = 2$);

Θ — угол отсечки диодов (приближенно считаем, что $\Theta = 0$);

K_n — коэффициент пульсаций напряжения;

f_n — частота питающей сети ($f_n = 50 \text{ Гц}$).

Для наших расчетов проще вычислить значение емкости фильтра через мощность преобразователя. С учетом вышеперечисленных допущений:

$$C = \frac{P_n}{200K_n U_n^2}.$$

Поскольку амплитуда напряжения питания может снижаться до 248 В от номинального значения 310 В, а коэффициент пульсаций разумно принять 2%, емкость конденсатора:

$$C_1 = \frac{50}{200 \cdot 0,02 \cdot (248)^2} \approx 200 \text{ мкФ.}$$

Выбираем емкость конденсатора из стандартного ряда — 220 мкФ. Допустимое напряжение у него должно быть выше максимального амплитудного напряжения сети, то есть выше 340 В.

Теперь можем проверить время токового импульса через диоды моста:

$$\tau_u = R_1 C_1 = 200 \cdot 10^{-6} \cdot 4,7 = 1 \text{ мс} < 10 \text{ мс},$$

Данные параметры элементов схемы обеспечат надежную работу выпрямителя.

Резистор R14 предусматривается для обеспечения электробезопасности схемы. Поскольку конденсатор фильтра заряжается до опасных значений напряжения и может длительное время сохранять заряд, необходимо автоматически разрядить его в течение нескольких секунд после отключения питания.

Последнее, что нам необходимо сделать в этой части, — выбрать предохранитель F1. В обычных низкочастотных трансформаторных схемах этот предохранитель защищает первичную обмотку трансформатора от перегорания. В импульсных силовых схемах предохранитель в силу инерционности своего срабатывания не может защитить источник питания от выхода из строя, поскольку аварийные процессы в нем развиваются очень быстро. Однако этот предохранитель в случае пробоя силового транзистора предотвращает возгорание трансформатора. **В схемах, работающих от сети, всегда необходимо предусматривать этот предохранитель для обеспечения пожаробезопасности импульсного источника.**

Почти все промышленные схемы импульсных сетевых источников электропитания содержат так называемые **фильтры электромагнитной совместимости**, устанавливаемые на входе источника, перед диодным мостом. Зачем? Все дело в том, что ключевые преобразователи являются источниками электромагнитных радиочастотных помех, которые сетевые провода излучают в окружающее пространство как антенны. Действующие российские и зарубежные стандарты нормируют уровни радиопомех, создаваемых этими устройствами. Поэтому профессиональному разработчику рано или поздно (лучше рано!) придется заняться проектированием фильтра радиопомех. Этим расчетам также посвящена обширная и доступная литература. Для нашего экспериментального преобразователя мы не будем озадачиваться вопросом радиопомех, поскольку конденсатор С1 снижает их до приемлемого в экспериментах уровня. При желании можно собрать фильтр, изображенный на рис. 13.22. Обратите внимание, что средняя точка конденсаторного делителя, расположенного со стороны подачи питания на стабилизатор, подключается **не к общему проводу схемы, а к шасси прибора**. Наличие этого делителя связано с существованием двух видов радиопомех (синфазных и дифференциальных).

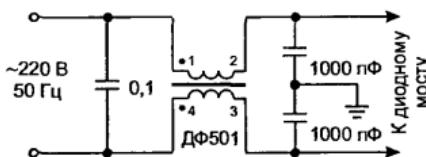


Рис. 13.22. Фильтр радиопомех

Трансформатор. Определяем коэффициент трансформации исходя из минимально возможной амплитуды напряжения питания 248 В:

$$k = \frac{12}{248} = 0,048.$$

Определяем требуемую индуктивность первичной обмотки:

$$L = \frac{0,5 \cdot (1 - 0,5) \cdot 248}{2 \cdot 4 \cdot 25 \cdot 0,048 \cdot 10^3} = 6,5 \text{ мГн.}$$

Определяем средний ток первичной обмотки:

$$i_1 = 4 \cdot 0,048 = 0,2 \text{ А.}$$

Выбираем для нашей схемы магнитопровод Ш16x20 из феррита 2500НМС1 с основными параметрами:

$$S_0 = 4,18 \text{ см}^2, \quad S = 3,2 \text{ см}^2, \quad l_{cp} = 12,3 \text{ см.}$$

Объем магнитопровода:

$$V_{III} = \sqrt[4]{\frac{4,18 \cdot 3,2}{0,13}}^3 = 32 \text{ см}^3.$$

Число витков первичной обмотки:

$$w_1 = \frac{0,5 \cdot 248}{0,25 \cdot 3,2 \cdot 10^{-4} \cdot 25 \cdot 10^3} = 64.$$

Теперь нужно вычислить величину немагнитного зазора:

$$\delta = \frac{\mu_0 w_1^2 S}{L} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot (64)^2 \cdot 3,2 \cdot 10^{-4}}{6,5 \cdot 10^{-3}} = 0,25 \text{ мм.}$$

Вычисляем эквивалентную проницаемость магнитопровода:

$$\mu_c = \frac{123}{0,2} = 615.$$

Проверяем объем магнитопровода по критерию допустимого перегрева:

$$V_M = \sqrt[4]{\frac{5 \cdot 10^3 \cdot 6,5 \cdot 10^{-3} \cdot (0,2)^2}{615 \cdot 1,2 \cdot 10^{-3} \cdot 40}}^3 = 0,1 \text{ см}^3.$$

Видно, что мы могли обойтись очень маленьким объемом магнитопровода, однако в данном случае определяющим является возможность размещения обмотки в окне магнитопровода, что увеличивает размеры магнитопроводов на порядки по сравнению с оптимальными.

Число витков вторичной обмотки:

$$w_2 = 0,048 \cdot 64 = 3.$$

Мы помним, что имеется также обмотка обратной связи (w_3), которая, во-первых, питает микросхему в рабочем режиме, во-вторых, является источником сигнала обратной связи для схемы регулирования напряжения, и, в-третьих, служит датчиком для детектора нуля (ДН).

Исходя из номинального напряжения питания 12 В, число витков этой обмотки:

$$w_3 = w_2 = 3.$$

Диаметры обмоточных проводов выбираем из знакомого нам условия допустимой плотности тока не более 5 А/мм²:

$$d_1 = 0,31 \text{ мм}; \quad d_2 = 1,12 \text{ мм}; \quad d_3 = 0,31 \text{ мм}.$$

Поскольку обмотка w_3 нагружена чрезмерно, мы вполне можем намотать ее тем же проводом, что используется для обмотки w_1 .

Проверяем степень заполнения окна магнитопровода:

$$K_3 = 5 \frac{S_{np}^1 w_1 + S_{np}^2 w_2 + S_{np}^3 w_3}{S_0} = 5 \cdot \frac{5,5 + 3 + 0,3}{418} = 0,13.$$

Коэффициент 5 взят автором приблизительно, чтобы «с запасом» учесть неравномерность распределения обмотки по каркасу, толщину изоляции проводов, толщину каркаса и межслоевой изоляции. Такой подход несколько отличается от традиционно рекомендуемого в литературе. В подавляющем большинстве справочников по расчету индуктивных элементов присутствуют многостраничные расчеты, учитывающие буквально все «тонкости» намотки. Вычисляется «до третьего знака» множество коэффициентов (коэффициент разбухания, коэффициент толщины изоляции, коэффициент укладки провода и т.д.). Такой расчет оправдан при технологической подготовке производства индуктивных элементов, когда учитываются нормы расхода материалов и составляется документация для монтажника. Опыт автора говорит о том, что разработчика и радиолюбителя удовлетворит обобщенный коэффициент 4 для бескаркасных трансформаторов и коэффициент 5 для трансформаторов с каркасом.

Зазор необходимо обеспечить, приклеив на стык половинок магнитопровода электроизоляционные прокладки толщиной 0,12 мм.

Конструкция трансформатора должна быть такой, как показано на рисунке 13.23.

Хорошую межслойную изоляцию обеспечивает тонкая фторопластовая лента (одно время ее называли лентой ФУМ), или лакоткань. В крайнем случае можно воспользоваться трансформаторной бумагой К-120. Каждый слой провода желательно проложить слоем изоляции, а между первичной и вторичной обмотками проложить два слоя изо-

ляции. При намотке вручную не забудьте пометить «начало» и «конец» обмотки.

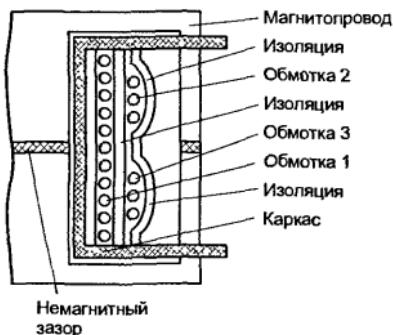


Рис. 13.23. Конструкция накопительного трансформатора

Фиксирующая цепочка. В качестве диода VD8 выбираем диод MUR460 класса ultra-fast производства фирмы Motorola (обратное напряжение 600 В, допустимый прямой постоянный ток 4 А, время обратного восстановления 75 нС). Можно также использовать отечественный диод КД247 или аналогичный.

Величина резистора R12:

$$R_{12} = \frac{(312)^2}{0,02 \cdot 50} \approx 100 \text{ кОм.}$$

Величина конденсатора C7:

$$C_7 = \frac{100}{10^5 \cdot 25 \cdot 10^3} \approx 47 \text{ нФ.}$$

Допустимое напряжение для этого конденсатора должно быть не менее 340 В.

Выходной выпрямитель и фильтр. В качестве выпрямительно-го диода используем знакомый нам диод Шоттки MBR1645. Размер радиатора в этом случае оказывается приблизительно таким же, как и в схеме чопперного преобразователя. Поэтому для разрабатываемой схемы нужно изготовить зачерненный радиатор с размерами $h = 30$ мм, $B = 30$ мм, $n = 5$ мм.

Конденсатор С9 рассчитан по известной нам методике, учитывая, что он сглаживает напряжение с $\Theta \neq 0$. Неполярный керамический конденсатор С8 необходим для шунтирования высших гармоник выходного напряжения, поэтому он обычно присутствует на выходе фильтра. Сопротивление неотключаемой нагрузки R13 — 18 кОм.

Элементы, рекомендуемые разработчиком типовой схемы: резистор R2 и конденсатор C6 образуют цепь запуска преобразователя. Через резистор R2 заряжается конденсатор C6, и при достижении напряжения на нем 7,25 В микросхема «выдаёт» импульс открытия транзисторного ключа VT1. Появляющийся в обмотке w_3 ток подзаряжает конденсатор C6, и в дальнейшем микросхема питается от этой обмотки. Величина резистора R2 в разных схемах колеблется от 22 до 100 кОм, а величина конденсатора C6 — от 22 до 100 мкФ.

Конденсатор С2 обеспечивает плавность перехода в режим повышенной частоты и обратно.

Делитель R4-R5 «следит» за уровнем питающего напряжения.

Цепочка R3-C3 — времязадающая.

Делитель R9-R8-R7 — цепь обратной связи, «следящая» за уровнем напряжения на вторичных обмотках. Резистор R8 выбран подстроенным для точной установки выходного напряжения.

Конденсаторы C5 и C4 — фильтрующие резкие броски напряжения.

Диоды VD5 и VD6 — выпрямительные с возможно минимальным временем обратного восстановления. Подойдут, например, диоды 1N4148, 1N4935, 1N4933 или отечественный КД221А.

Цепь силового транзистора. Сюда входят TRANSIL 1,5KE440A, транзистор VT1 и затворный резистор R6. Рекомендуемый для подобных схем транзистор BUZ90A производства фирмы Infineon широко известен. Ближайший отечественный его аналог — КП707В1. Параметры транзистора BUZ90A следующие:

- максимальное напряжение «сток-исток» (V_{DS}) — 600 В;
- максимальный постоянный ток стока (I_D) — 4 А;
- максимальный импульсный ток стока (I_{Dpuls}) — 16 А;
- диапазон рабочих температур (T_j) — $-50\dots+150$ °C;
- тепловое сопротивление «кристалл-корпус» (R_{jc}) — 1,67 °C/Bт;
- тепловое сопротивление «кристалл-среда» (R_{ja}) — 75 °C/Bт;

- сопротивление в открытом состоянии (R_{DS}^{on}) — 1,7 Ом;
- заряд затвора (Q_g) — 60 нКул.

Оценим потери энергии на транзисторе. Для рекомендуемого типовой схемой затворного резистора $R_6 = 47$ Ом, с учетом того, что напряжение на выводе 5 микросхемы не может подняться более 70% от напряжения питания:

$$t_{вкл} = \frac{60 \cdot 10^{-9} \cdot 47}{0,7 \cdot 12} = 0,3 \text{ мкс.}$$

Потери переключения в однотактной схеме с индуктивной нагрузкой мы вычисляли в разделе, посвященном полевым транзисторам:

$$P_{nep} = \frac{(312)^2 \cdot (0,5)^2 \cdot 0,3 \cdot 10^{-6}}{6 \cdot 6,5 \cdot 10^{-3}} = 0,2 \text{ Вт.}$$

Паразитный диод в этом случае полностью исключен, поэтому потери его восстановления мы не учитываем.

Статические потери (потери проводимости) вычислим исходя из того, что ток в первичной цепи носит «треугольный» характер:

$$P_{np} = R_{DS}^{on} \frac{U_n \gamma}{L_f} \sqrt{\frac{\gamma}{2}} = 1,7 \cdot \frac{310 \cdot 0,5}{6,5 \cdot 10^{-3} \cdot 25 \cdot 10^3} \sqrt{\frac{0,5}{2}} = 0,8 \text{ Вт.}$$

Общие потери энергии на транзисторе:

$$P = 1 \text{ Вт.}$$

Проверяем тепловой режим транзистора:

$$T_j = 30 + 1 \cdot 75 = 105 \text{ }^{\circ}\text{C.}$$

В данном случае радиатор транзистору не нужен, но нагрев его будет таким, что капелька воды, попавшая на транзистор, «зашипит». Радиатор все же рекомендуется использовать. Методика его расчета известна, поэтому автор приводит только конечный результат. Итак, габаритные размеры пластины таковы: $h = 30$ мм, $B = 60$ мм, $n = 5$ мм.

Прежде чем приступить к изготовлению разработанного фли-бак преобразователя, автор обращает внимание читателей на то, что схема питается опасным для жизни сетевым напряжением. Поэтому

все операции по сборке и модернизации следует проводить, выключив вилку из розетки, и не ранее, чем через десять секунд после полного отключения преобразователя от сети. Помните, что конденсатор C1 заряжается до амплитудного напряжения сети.

Преобразователь выполнен на печатной плате из фольгированного стеклотекстолита (рис. 13.25). Сборочный чертеж приведен на рис. 13.26. При правильной сборке и фазировке обмоток он должен работать сразу. Перед первым включением нужно нагрузить выход проволочным сопротивлением 10 Ом (25 Вт) и, включив преобразователь в сеть, резистором R8 (регулировку производить отверткой с изолированной ручкой!) выставить на нагрузочном резисторе напряжение 12 В.

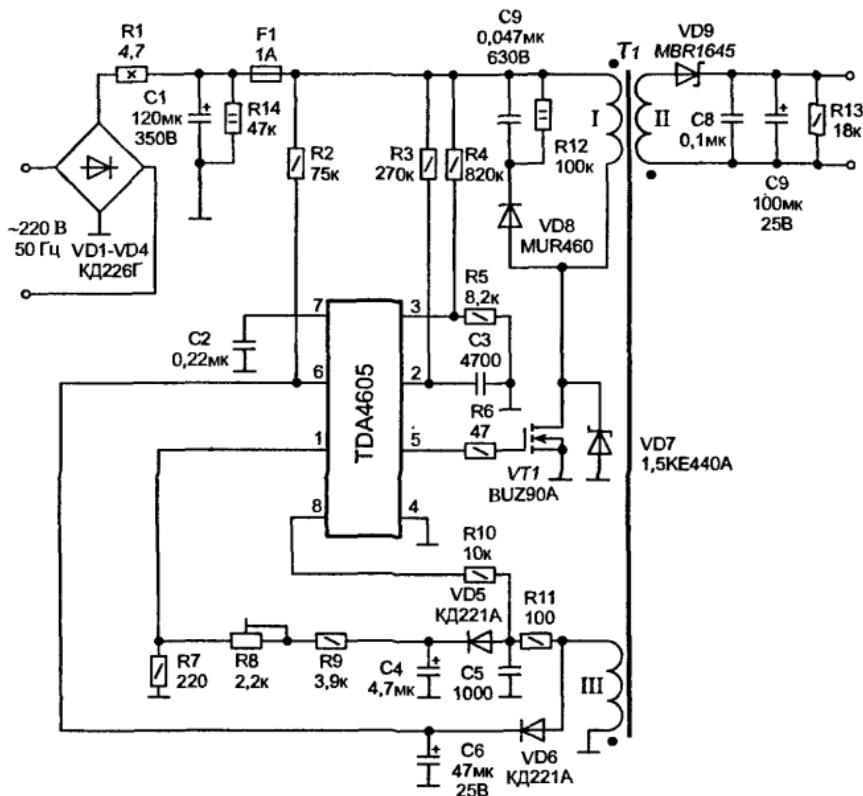


Рис. 13.24. Принципиальная схема экспериментального fly-back конвертора

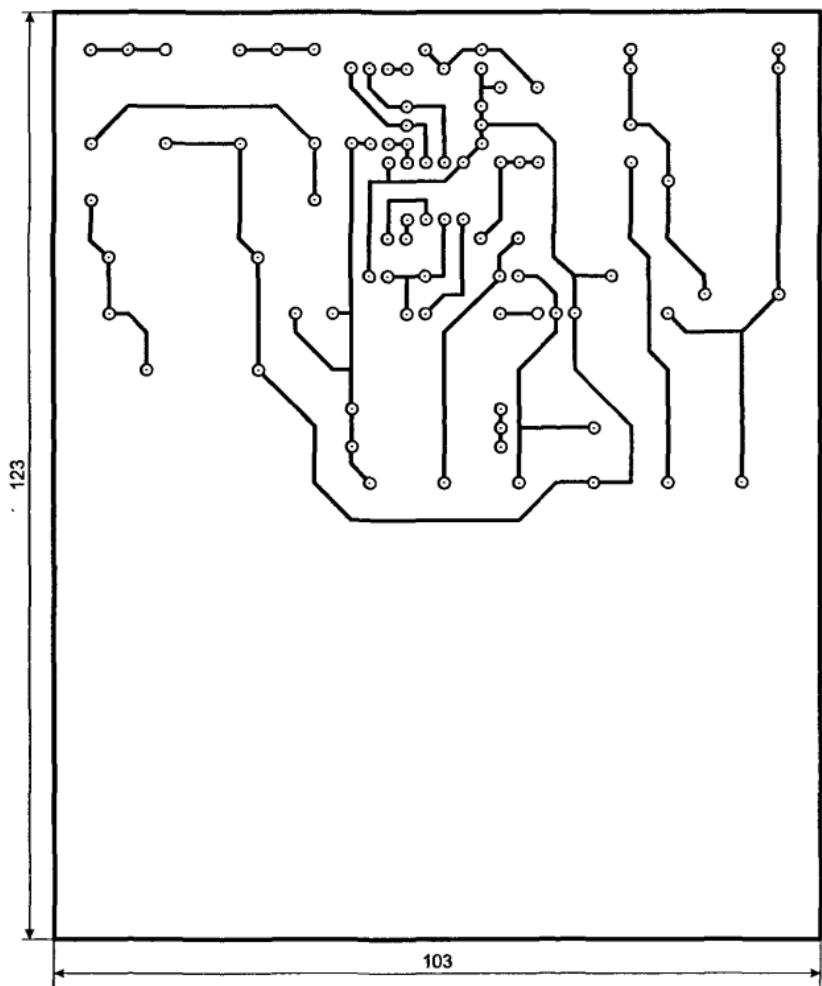


Рис. 13.25. Печатная плата конвертора

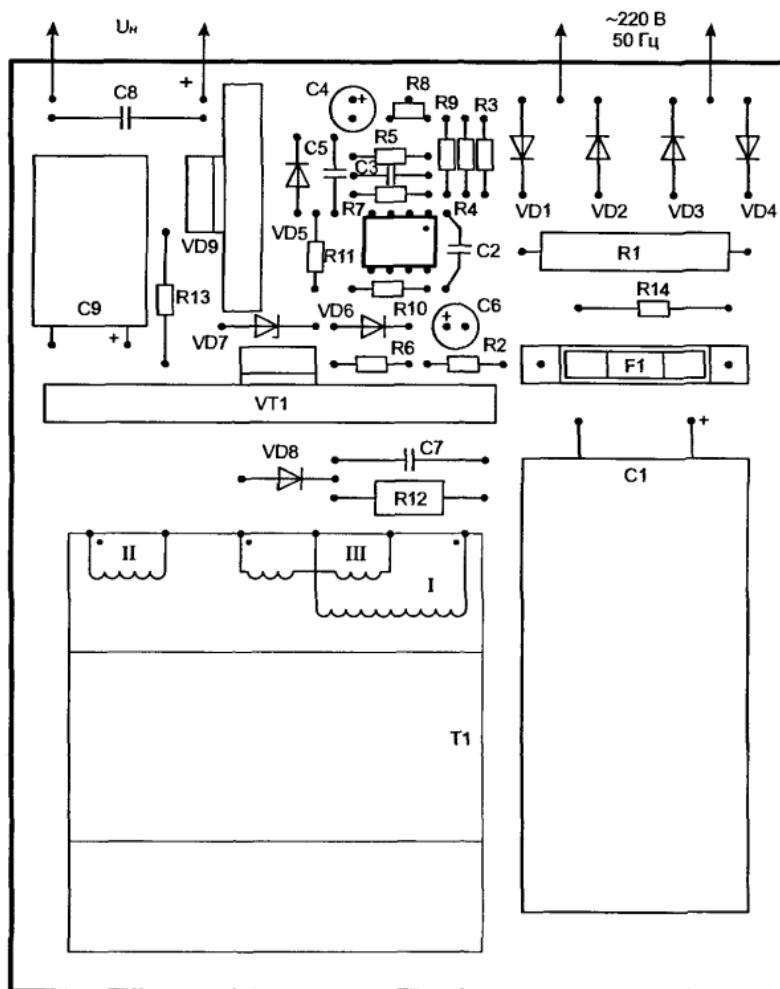


Рис. 13.26. Сборочный чертеж печатной платы

Замечание для любознательных

Поиск путей упрощения схемотехники блоков питания аппаратуры привели фирму Power Integration к созданию серии сетевых фли-бак микросхем, имеющих всего три вывода: стока, истока и управляющего электрода, как показано на рис. 13.27.

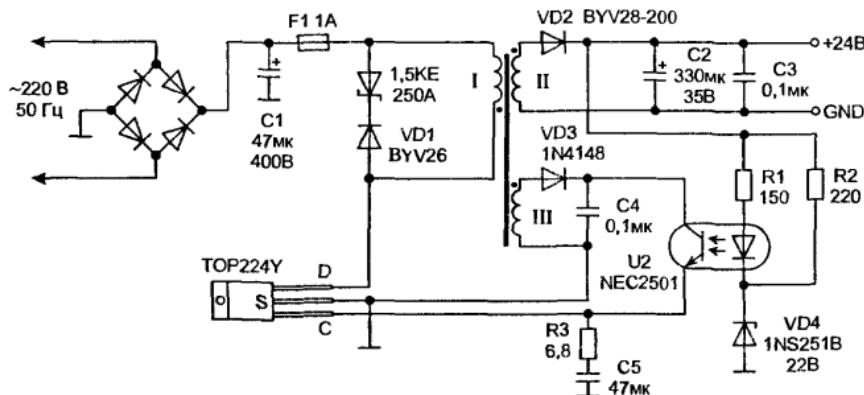


Рис. 13.27. Возможная схема использования трехвыводного импульсного стабилизатора серии TOP

Таблица 13.1. Номенклатура трехвыводных импульсных стабилизаторов фирмы Power Integration

Микросхема	Максимальная мощность, Вт	Ток срабатывания внутренней схемы защиты, А	Сопротивление «сток-исток» в открытом состоянии ($R_{DS}^{(on)}$), Ом
TOP221Y	7	0,25	31,2
TOP222Y	15	0,5	15,6
TOP223Y	30	1,0	7,8
TOP224Y	45	1,5	5,2
TOP225Y	60	2,0	3,9
TOP226Y	75	2,5	3,1
TOP227Y	90	3,0	2,6

Эти микросборки имеют следующие основные параметры:

- максимальное напряжение «сток-исток» (V_{DS}) — 700 В;
- диапазон управляющего напряжения (V_G) — 0...9 В;
- рабочая температура кристалла (T_j) — $-65\dots+125$ °C;

- тепловое сопротивление «кристалл-среда» (R_{ja}) — 70 °C/Bт;
- тепловое сопротивление «кристалл-корпус» (R_{jc}) — 2 °C/Bт;
- частота преобразования (f) — 100 кГц;
- диапазон изменения коэффициента заполнения (γ) — 0,02...0,67;
- время включения (t_r) — 100 нс;
- время выключения (t_f) — 50 нс;
- рестарт при снижении V_c до 5,7 В;
- блокировка при падении V_c до 4,7 В;
- нижняя граница блокировки — 1 В;
- частота рестарта 1,2 Гц;
- КПД до 90%.

Все эти микросхемы выполнена в корпусе ТО-220.

Примером ее включения может служить приведенная в [34] схема 20-ваттного фли-бак преобразователя с выходным напряжением 24 В (рис. 13.27), построенного на микросхеме TOP224Y. Оптрон U1 повышает стабильность выходного напряжения тем, что, работая по выходу как регулируемое сопротивление, изменяет коэффициент обратной связи схемы управления.

Данная схема приводится без намоточных данных трансформатора, рекомендаций по сборке и возможной замене деталей. Пытливому читателю впору выполнить эту работу самостоятельно.

14. «Электронный Тянитолкай»

Двухтактные схемы и основы их расчета

...Я думаю, что сварочный аппарат лучше собирать по двухтактной схеме. Тут и мощность побольше, и транс получается поменьше...

Из переписки

При выборе схемы построения импульсного источника электропитания разработчик в первую очередь руководствуется ожидаемыми габаритными размерами и простотой схемотехнических решений. Сетевые источники,итающие нагрузки небольшой мощности (до 100—150 Вт), встраиваемые в достаточно габаритную аппаратуру, лучше строить по однотактной fly-back схеме. Для стабилизаторов, в которых не требуется гальванической развязки нагрузки от питающей сети, применяют чопперную схему. При питании от гальванических элементов или аккумуляторов можно использовать бустерную схему. Однако не исключены ситуации, в которых перечисленные преобразователи и стабилизаторы использовать нельзя.

Случай первый — прибор, питаемый от сети переменного тока, имеет ограниченные габариты (к примеру, в приборном корпусе не удается разместить достаточно крупный накопительный трансформатор фли-бак конвертора).

Второй случай — потребляемая мощность прибора превышает 150...200 Вт.

Третий случай — отдельные части прибора требуют дополнительного питания, гальванически развязанного от остальной схемы.

Во всех этих случаях требуется разработка так называемых **двухтактных** схем преобразователей, имеющих гальваническую развязку первичной и вторичной цепей. Наибольшее распространение среди двухтактных конверторов получили три схемы: двухфазная пуш-пульная (push-pull), полумостовая (half-bridge) и мостовая (full-bridge). Достоинство этих схем состоит в том, что необходи-

ности разработчик может легко ввести в конструкцию узел стабилизации выходного напряжения, либо отказаться от него. В первом случае конвертор будет представлять собой полноценный источник питания, к которому можно подключать любую нагрузку. Во втором случае получится простой преобразователь электрической энергии, требующий дополнительной стабилизации по выходу. В ряде случаев такой простой конвертор вполне устроит разработчика. Поскольку все три схемы двухтактных конверторов имеют множество аналогий, мы расскажем о них в одной главе, акцентируя внимание на индивидуальных особенностях и проводя сравнительный анализ.

14.1. Пуш-пульная двухфазная схема

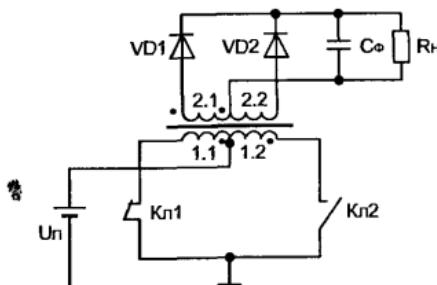


Рис. 14.1. Базовая двухтактная push-pull схема преобразователя

Эта схема (рис. 14.1) состоит из двух ключевых элементов Кл1 и Кл2, в качестве которых используются мощные биполярные или полевые транзисторы. Трансформатор Тр имеет первичную и вторичную обмотки, разделенные на полуобмотки. К средней точке первичной обмотки подключен вывод источника питания. Вторичная цепь представляет собой двухполупериодный выпрямитель VD1, VD2, а также фильтр пульсаций (в этой схеме элементом фильтра является конденсатор C_{ϕ}).

В первом такте, как показано на рис. 14.2, Кл1 замкнут, Кл2 разомкнут, ток течет по полуобмотке 1.1 и трансформируется в полуобмотку 2.1. Диод VD1 открыт и проводит ток $i_{2,1}$, подзаряжая конденсатор C_{ϕ} . Во втором такте, изображенном на рис. 14.3, ключ Кл1 закрывается и открывается ключ Кл2. Соответственно ток $i_{1,2}$ течет по

полуобмотке 1.2 и трансформируется в полуобмотку 2.2. Диод VD1 заперт, диод VD2 проводит ток $i_{2,2}$, подзаряжая конденсатор C_ϕ . Таким образом, передача энергии в нагрузку осуществляется во время обоих тактов.

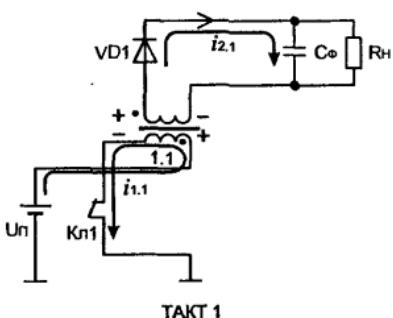


Рис. 14.2. Первый рабочий такт
пуш-пульной схемы

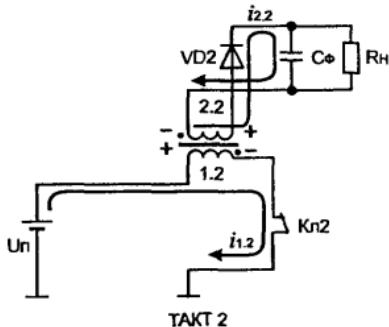


Рис. 14.3. Второй рабочий такт
пуш-пульной схемы

Чтобы перейти к параметрам реальных схем, мы вначале предположим, что у нас, тем не менее, есть возможность применения идеальных элементов. То есть транзисторы могут мгновенно переключаться, отсутствует время обратного восстановления диодов, первичная обмотка обладает очень большим значением индуктивности намагничения (согласно эквивалентной схеме). В этих условиях определить зависимость выходного напряжения от величины входного очень просто. Напряжение первичной обмотки трансформируется во вторичную обмотку без потерь, с коэффициентом трансформации:

$$U_{2,1} = n_1 U_{1,1}, \quad U_{2,2} = n_2 U_{1,2}.$$

Отсюда:

$$n_1 = \frac{w_{2,1}}{w_{1,1}}, \quad n_2 = \frac{w_{2,2}}{w_{1,2}}.$$

Коэффициенты трансформации n_1 и n_2 полагают одинаковыми, более того, уравнивают количество витков первичных и вторичных полуобмоток:

$$w_{1,1} = w_{1,2}, \quad w_{2,1} = w_{2,2}.$$

Напряжение на первичной обмотке в режиме замкнутого ключа (без учета падения напряжения на силовом ключе):

$$U_{2.1} = U_n n, \quad U_{2.2} = U_n n.$$

Поскольку схема строится с двухполупериодным выпрямлением на выходе, соотношение между напряжением питания и напряжением на нагрузке:

$$U_n = U_n n.$$

Пока нам не совсем ясно, как можно ввести регулировку напряжения на нагрузке. Поэтому необходимо вспомнить о коэффициенте заполнения и распространить его на двухтактную схему. Попытаемся выяснить, что произойдет, если мы сузим управляющие импульсы, как показано на рис. 14.4. Коэффициент заполнения и в случае двухтактной схемы определяется точно так же, как и для однотактной:

$$\gamma = \frac{t_{on}}{T},$$

где γ — отношение времени открытого состояния одного ключа к периоду коммутации.

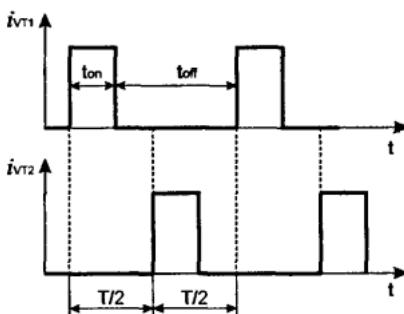


Рис. 14.4. К определению коэффициента заполнения

В данном случае мы определяем коэффициент заполнения для одного плеча двухтактной схемы. Автор обращает внимание читателей на это обстоятельство, поскольку разработчики определяют γ по-разному, тем не менее, пользуясь одинаковой терминологией. В некоторых изданиях коэффициент заполнения суммируют по обоим каналам схемы, не оговаривая, что это — суммарный коэффициент. Производители микросхем управления также нормируют этот параметр

по-разному, что вносит некоторую путаницу. На взгляд автора, правильнее нормировать коэффициент заполнения для одного плеча, поскольку в таком случае легче оценивать возможность аварийных режимов (о чем мы поговорим позже). Исходя из этого положения, должны строиться и расчетные соотношения. Понятие же суммарного коэффициента, по мнению автора, носит для двухтактных схем вспомогательный характер.

Итак, очевидно, что γ не может быть более 0,5 даже для идеальной схемы, что показано на рис. 14.5, иначе управляющие импульсы будут накладываться друг на друга. Определим среднее значение тока нагрузки, учитывая, что передача энергии осуществляется на протяжении обоих полупериодов, а значит, среднее значения напряжения за один такт работы нужно удвоить:

$$U_n = \frac{2}{T} \int_0^T U_n n dt = \frac{2}{T} \int_0^{t_{on}} U_n n dt = \frac{2t_{on}}{T} U_n = 2n\gamma U_n .$$

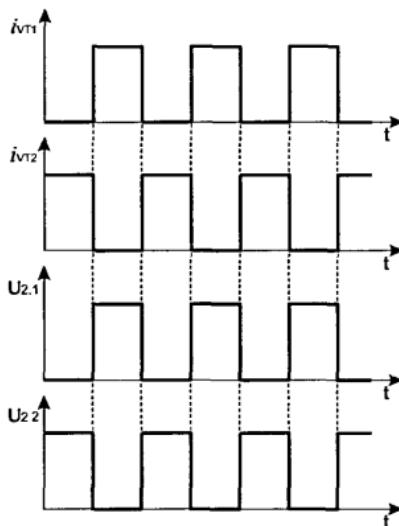


Рис. 14.5. Графики, поясняющие работу пуш-пульной схемы преобразователя

Таким образом, регулируя γ в промежутке от 0 до 0,5, можно линейно регулировать напряжение на нагрузке. В реальной схеме ни в

коем случае нельзя допускать, чтобы преобразователь работал с $\gamma = 0,5$. Типичное значение γ не должно превышать 0,4...0,45. Все дело в том, что используемые элементы не могут обладать идеальными свойствами. Как нам известно, первичная обмотка обладает ограниченной индуктивностью L_μ , которая накапливает энергию:

$$E_\mu = \frac{L_\mu i_\mu^2}{2}.$$

Максимальный ток i_μ , показанный на графике (рис. 14.7), определяется из соотношения:

$$i_\mu = \frac{U_n t_{on}}{L_\mu}.$$

При размыкании Кл1 накопленная в магнитопроводе энергия стремится поддержать ток. Если бы в схеме не было защитного диода VDp2, показанного на рис. 14.6, на Кл2 возник бы бросок отрицательного напряжения. Способность биполярных транзисторов выдерживать отрицательные броски напряжения невелика (единицы вольт), поэтому разрядный ток i_μ необходимо замкнуть через диод VDp2. Диод практически «накоротко» замыкает обмотку $w_{1,2}$ и быстро разряжает L_μ (рис. 14.8). При разряде выделяется тепловая энергия, учесть которую можно через следующее соотношение:

$$P_{VDp} = \frac{U_n^2 t_{on}^2}{2 L_\mu} f = \frac{U_n^2 \gamma_{max}^2}{2 L_\mu f}.$$

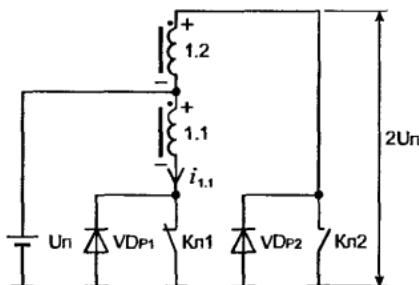


Рис. 14.6. К пояснению коммутационных процессов в реальной схеме пуш-пульного преобразователя

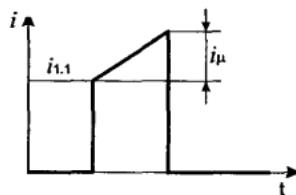


Рис. 14.7. Определение тока намагничения

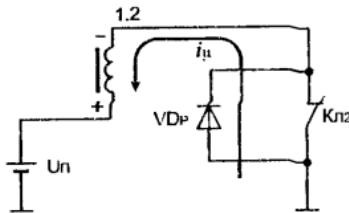


Рис. 14.8. Разряд индуктивности намагничения

При работе пуш-пульного преобразователя разрядные диоды включаются попеременно. Следует также помнить, что в составе транзисторов MOSFET, а также некоторых транзисторов IGBT эти диоды уже есть, поэтому вводить дополнительные элементы нет необходимости.

Вторая неприятность связана с конечным временем восстановления диодов выпрямителя. Представим, что в начальный момент времени диод VD1 проводит ток. Направления действия ЭДС показаны на схеме «а» (рис. 14.9).

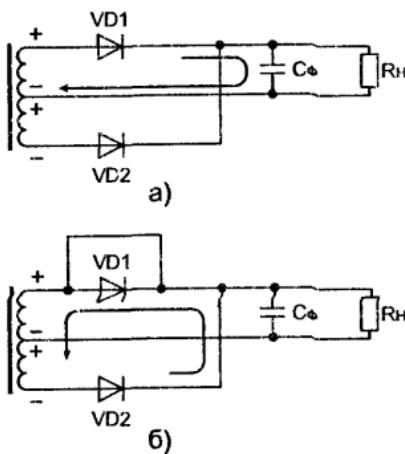


Рис. 14.9. Пояснение влияния конечного времени восстановления выпрямительных диодов

При включении транзистора VT1 ЭДС меняет направление (схема «б»), открывается диод VD2. Но в то же время диод VD1 не может мгновенно закрыться. Поэтому вторичная обмотка оказывается зако-

роченной диодной парой VD1-VD2, что вызывает броски тока в ключевом элементе (это хорошо видно на эквивалентной схеме трансформатора). Форма тока первичной обмотки на совмещенном графике при $\gamma = 0,5$ будет такой, как изображено на рис. 14.10.

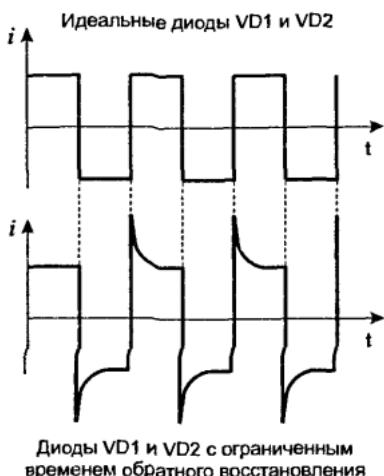


Рис. 14.10. Характер тока обмоток трансформатора в случае наличия идеальных и реальных выпрямительных диодов

Во избежание коммутационных выбросов необходимо, во-первых, вводить паузу между закрытием Кл1 и открытием Кл2 на время не менее чем удвоенное время обратного восстановления диода $t_{\text{пп}}$. Во-вторых, если есть возможность, лучше отказаться от обычных диодов и применить диоды Шоттки.

Напряжение на закрытом ключевом транзисторе складывается из напряжения питания U_n и ЭДС первичной полуобмотки, которая в данный момент разомкнута. Поскольку коэффициент трансформации этих обмоток равен 1 (обмотки с одинаковым числом витков), перенапряжение на ключевом транзисторе достигает $2U_n$. Поэтому, выбирая транзистор, следует обратить внимание на допустимое напряжение между его силовыми электродами. Необходимо также учитывать, что ток ключевого транзистора складывается из постоянного тока нагрузки, пересчитанного в первичную цепь, и линейно нарастающего тока намагничения индуктивности первичной обмотки. Ток имеет трапецеидальную форму.

При определении максимального коэффициента заполнения в случае использования полевых транзисторов, которые переключаются достаточно быстро, нужно руководствоваться значением задержки обратного восстановления диодов. Промежуток времени, в течение которого переключение запрещено:

$$\Delta t_{\text{зад}} = 2t_{rr} .$$

Поправка коэффициента заполнения:

$$\Delta \gamma = \frac{\Delta t_{\text{зад}}}{E} = \frac{2t_{rr}}{T} = 2t_{rr}f .$$

Максимальный коэффициент заполнения:

$$\gamma_{\max} = 0,5 - 2t_{rr}f .$$

При использовании биполярных транзисторов и транзисторов IGBT максимально возможный коэффициент заполнения уменьшается за счет времени выключения и спада этих транзисторов, а также характерного «хвоста»:

$$\gamma_{\max} = 0,5 - (2t_{rr} + t_d^{\text{off}} + t_f)f .$$

Опыт показывает, что коэффициент заполнения не превышает 0,45 в самом благоприятном случае.

Чем еще отличается реальная схема от идеальной? Сопротивления открытого диода и ключевого транзистора отличны от нулевого. Учесть падение напряжения на этих элементах (и поправку на коэффициент трансформации) можно так, как показано на рис. 14.11.

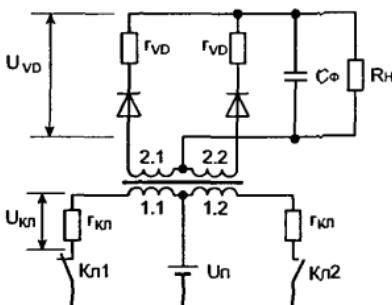


Рис. 14.11. Учет паразитных параметров схемы

а) Выпрямительные диоды: в открытом состоянии на диоде падает в среднем 0,7...1,0 В (стандартный диод), либо 0,5...0,6 В (диод Шоттки);

б) Ключевые транзисторы: если в качестве ключа используется биполярный транзистор или транзистор IGBT, на ключе будет падать напряжение U_{K3} (в режиме насыщения). Типичное значение напряжения насыщения — 0,2...0,5 В. Для транзистора MOSFET необходимо вычислить напряжение:

$$U_{K3} = R_{DS}^{(on)} i_n n.$$

Предварительный расчет основных параметров схемы пуш-пульного конвертора должен определить коэффициент трансформации n и **габаритную мощность трансформатора**. Мы уже выяснили, что:

$$U_n = 2\gamma_{\max} n U_n^{\min}.$$

Иначе (с учетом падения напряжения на ключах и выпрямительных диодах):

$$n = \frac{U_n + U_{VD}}{2(U_n^{\min} - U_{K3})\gamma_{\max}},$$

где U_n^{\min} — минимально возможное напряжение питания (задается в начале разработки).

К примеру, если проектируется преобразователь с батарейным питанием, в качестве этого напряжения можно принять значение напряжения, измеренное на клеммах батареи в конце срока службы.

Необходимо также определить минимальное значение коэффициента заполнения γ_{\min} , исходя из максимального значения напряжения питания (этот параметр понадобится при определении параметров сглаживающего выходного фильтра):

$$\gamma_{\min} = \frac{U_n + U_{VD}}{2(U_n^{\max} - U_{K3})n}.$$

Теперь можно перейти к определению габаритной мощности трансформатора, которая вычисляется как полусумма мощности, переданной в первичную обмотку и полученной со вторичных обмоток. В случае двухобмоточного трансформатора габаритную мощность можно определить как сумму мощностей нагрузки и мощности, израсходованной на схему управления (если преобразователь построен

таким образом, что схема управления питается от этого же трансформатора):

$$P_{\text{раб}} = (1,02) P_n.$$

Выбор необходимого магнитопровода для трансформатора осуществляется по формуле для габаритной мощности, выведенной в разделе «Как работает трансформатор». По этой формуле мы должны определить произведение $S S_0$. Следует отметить, что для двухтактных преобразователей предпочтительнее использовать тороидальные магнитопроводы, поскольку трансформаторы, намотанные на них, получаются наиболее компактными. Итак, габаритная мощность трансформатора, намотанного на магнитопроводе конкретных размеров:

$$VA_{mp} = 2 f S S_0 B j \sigma \eta_{mp},$$

где η_{mp} — КПД трансформатора (типичное значение 0,95...0,97)

Разработчиком должно быть выполнено условие:

$$VA_{mp} \geq P_{\text{раб}}.$$

Число витков первичной полуобмотки можно найти по следующей формуле, которая представляет собой форму записи закона электромагнитной индукции:

$$w_1 = \frac{\gamma_{\max} (U_n^{\min} - U_{\kappa_1})}{f B S}.$$

Число витков вторичной полуобмотки:

$$w_2 = w_1 n.$$

После этого нужно выбрать необходимый диаметр провода и проверить заполнение окна медью. Если коэффициент σ получится более 0,5, необходимо взять магнитопровод с большим значением S_0 и пересчитать количество витков.

Определить температуру перегрева трансформатора можно по следующей формуле:

$$\Delta T_n = \frac{P_n}{\alpha S_{\text{окн}}},$$

где ΔE_n — перегрев ($T_n = T_a + \Delta T_n$);

T_n — температура поверхности трансформатора;

P_n — суммарные потери тепла (на активном сопротивлении обмотки и в магнитопроводе);

S_{ox} — площадь наружной поверхности трансформатора;
 $\alpha = 1,2 \cdot 10^{-3}$ Вт/см² · °С).

После расчета трансформатора нужно провести выбор силовых элементов по допустимым значениям токов и напряжений, облегчить при необходимости тепловой режим с помощью теплоотводящих радиаторов.

Очень важный вопрос, который сейчас необходимо рассмотреть, — это выбор схемы управления двухтактным импульсным источником. Не так давно все эти схемы приходилось проектировать на дискретных элементах, что рождало достаточно громоздкие и не слишком надежные решения. Микросборки, применяющиеся для управления однотактными схемами стабилизаторов и преобразователей, впрямую не годятся для использования в двухтактных схемах, поскольку нужно иметь два парафазных выхода, управляемых одним генератором. Кроме того, микросхема должна содержать специальный узел для гарантированного ограничения $γ$, чтобы не допустить аварийных ситуаций и сквозных токов. Желательно наличие дополнительных входов защитного отключения. В последнее время было разработано большое количество специализированных микросхем, в которых уже есть практически все необходимые узлы.

Широко применяющаяся для управления блоками питания компьютеров типа IBM-PC микросхема TL494 (выпускается фирмой Texas Instruments, имеет отечественный аналог КР1114ЕУ1) подробно описана в доступной книге [54]. Как пример, рассмотрим не менее интересную микросхему CA1524 [53], выпускаемую фирмой Intersil. Эта микросхема содержит в своем составе цепи управления, контроля, нормально функционирует при питании от 8 до 40 В. Она может быть применена в составе любых схем стабилизаторов и преобразователей, описанных в этой книге.

Основные узлы микросхемы (рис. 14.12):

- термокомпенсированный опорный источник напряжения 5 В;
- точный RC-генератор;
- усилитель ошибки (разницы между требуемым напряжением нагрузки и реальным напряжением на выходе стабилизатора);

- компаратор схемы управления ключевыми транзисторами;
- усилитель ошибки по сигналу тока в первичной цепи;
- двухтактный выходной каскад, построенный на быстрых биполярных транзисторах;
- схема дистанционного управления включением/выключением.

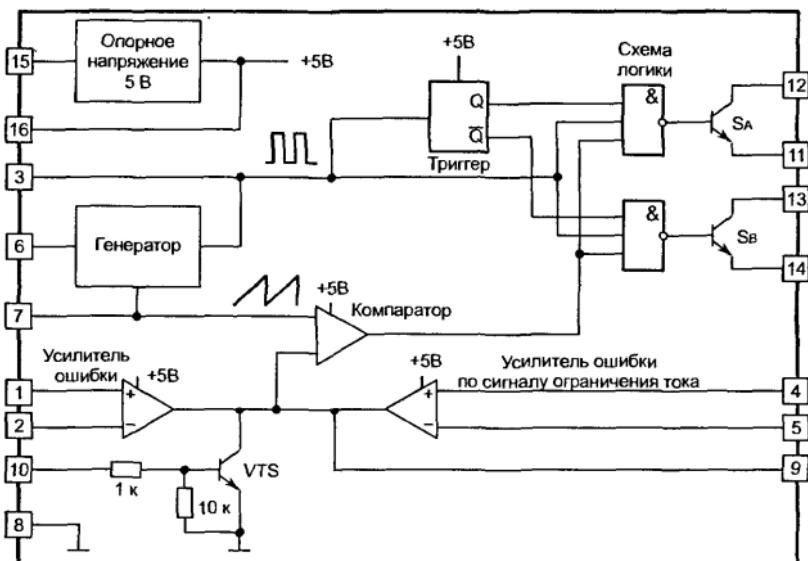


Рис. 14.12. Функциональные узлы микросхемы CA1524 фирмы Intersil

Широтно-импульсное регулирование (ШИР) было рассмотрено нами в главе, посвященной чопперной схеме стабилизатора. В данном случае схема ШИР работает точно так же. Единственную особенность составляют триггер и схема логики, которые «маршрутизируют» управляющие импульсы, поочередно направляя их то на один выход (транзистор Sa), то на другой (транзистор Sb). Триггер синхронизирован тактовыми импульсами с задающего генератора. Тактовые импульсы имеют некоторую длительность, которая служит для организации защитной паузы между выключением одного силового транзистора и включением второго. Таким образом, коэффициент заполнения γ_{\max} не может быть более 0,45 (суммарное время паузы по двум выходам составляет 10%). Время паузы (dead time) можно регу-

лировать, выбирая соответствующий номинал времязадающего конденсатора Ст. Частота работы задающего генератора определяется соотношением R_t и C_t (выбор этих элементов, показанных на рис. 14.13, осуществляется из графика, рис. 14.14). Можно заметить, что ощущимые значения времени паузы получаются при достаточно больших номиналах емкости C_t . Если элементы времязадающей цепи уже выбраны, «мертвое время» можно подрегулировать в пределах 0,5...5,0 мкс подключением конденсатора C_d к выводу 3, как показано на рис. 14.15. Величина этого конденсатора находится в пределах 100...1000 пФ. Однако такой способ разработчики схемы рекомендуют использовать только в крайнем случае.

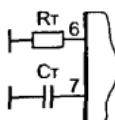


Рис. 14.13. Элементы частотозадающей цепи

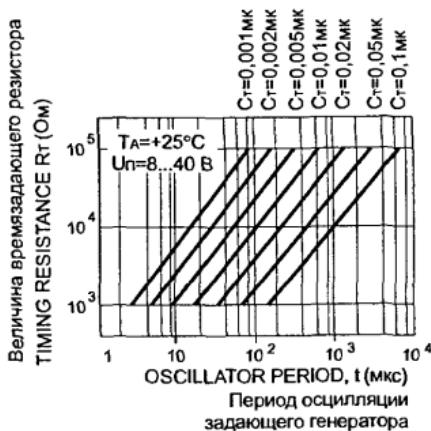


Рис. 14.14. График выбора элементов времязадающей цепи

Еще один способ регулирования dead time заключается в ограничении величины напряжения усилителя ошибки (рис. 14.16).

Усилитель ошибки (выводы 1, 2, 9) имеет коэффициент усиления 80 dB (10000) и может быть снижен до необходимой величины включением резистора R_L между выводами 1(2) и 9 (в зависимости от того, прямая или инвертирующая схема включения используется разработчиком импульсного источника). Частота единичного усиления усилителя ошибки f_1 — 3 МГц. Разработчики микросхемы отмечают, что усилитель ошибки, не охваченный цепью обратной связи, имеет так называемый полюс передаточной характеристики в точке 250 Гц

(сдвиг фаз между входным и выходным сигналом на этой частоте достигает 45 градусов). Полюс хорошо видно на графике (рис. 14.18). Это еще одна причина, по которой нельзя использовать усилитель без цепей обратной связи, показанных на рис. 14.17.

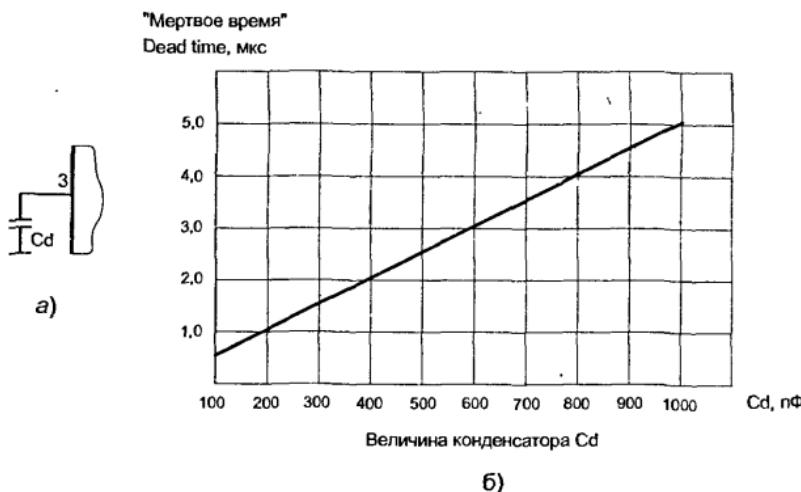


Рис. 14.15. Дополнительный конденсатор C_d , регулирующий «мертвое время» (а), и график выбора его номинала (б)

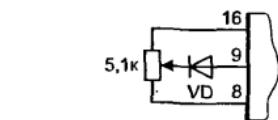


Рис. 14.16. Способ регулировки dead time посредством ограничения величины напряжения усилителя ошибки

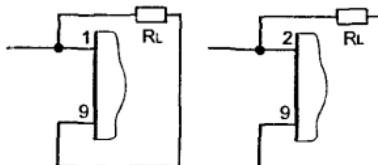


Рис. 14.17. Обратная связь в усилителе ошибки

Источник без обратной связи может превратиться в генератор. Чтобы устранить возможность самовозбуждения, рекомендуется подключать к выводу 9 корректирующую цепочку, как показано на рис. 14.19.

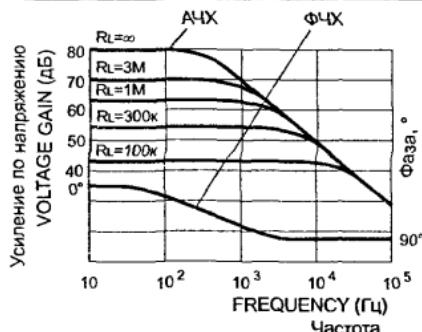
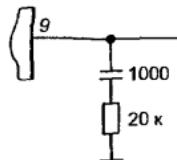


Рис. 14.18. АФЧХ усилителя ошибки

Рис. 14.19. Корректирующая цепочка, устраняющая самовозбуждение



Параметры микросхемы CA1524:

- напряжение питания 8...40 В;
- максимальная частота задающего генератора — 300 кГц;
- нестабильность выходного напряжения — не более 1%;
- температурная нестабильность — не более 2%;
- диапазон емкости Ст — 0,001...0,1 мкФ;
- диапазон сопротивления Rт — 1,8...120 кОм;
- входное смещение усилителя ошибки — 0,5 мВ;
- входной ток усилителя ошибки — 1 мкА;
- максимальное напряжение «коллектор-эмиттер» транзисторов Sa и Sb — 40 В;
- токовая защита срабатывает при превышении тока потребления микросхемы более 100 мА;
- время нарастания тока коллектора транзисторов Sa и Sb — 0,2 мкс;
- время спада тока коллектора транзисторов Sa и Sb — 0,1 мкс.

Микросхема имеет также вход внешнего управления (вывод 10). Отключенис происходит при подаче высокого уровня (номинальный ток 0,2 мА).

Мы вернемся к микросхеме CA1524 при практической разработке экспериментального пуш-пульного преобразователя, а сейчас рассмотрим появившиеся в последнее время маломощные интегрированные источники, построенные по пуш-пульной схеме. Нужда в маломощном преобразователе появляется тогда, когда необходимо полу-

чить напряжение, источник которого не имеет гальванической связи с остальной схемой. К примеру, цифровые устройства передачи информации по длинным линиям нуждаются в таких источниках. Помеха, наведенная в длинной линии, может повредить передающее и приемное устройства, поэтому линия связи развязывается с помощью согласующих трансформаторов или оптоэлектронных приборов. Активные согласующие линейные устройства требуют питания.

Второй пример использования гальванически развязанных источников гораздо ближе к тематике книги. Чуть позже мы будем рассматривать так называемый **бутстрепный метод** управления двухтактными каскадами. Мы увидим, что в данной схеме нужен источник, гальванически развязанный с общим проводом. В динамическом режиме эту функцию, как окажется, с успехом может выполнить конденсатор. А вот в статическом режиме без нормального источника не обойтись. Еще совсем недавно эта задача решалась с помощью дополнительной обмотки на сетевом трансформаторе, что, конечно, не способствовало уменьшению габаритов схемы. Появление миниатюрных преобразователей изящно решило эту проблему [55].

Для примера разберем устройство микросхемы DCP0115 фирмы Burr-Brown [56], функциональные узлы которой показаны на рис. 14.20, а внешний вид — на рис. 14.21. В составе микросхемы имеется высокочастотный генератор и двухтактный каскад, работающий с частотой 400 кГц. К силовому каскаду подключен миниатюрный трансформатор, который, тем не менее, позволяет получить мощность 1 Вт на нагрузке (при выходном напряжении 15 В). Имеются также схема мягкого старта и схема блокировки при перегреве с возможностью восстановления после отключения. Выводы синхронизации (sync in, sync out) используются, когда микросхема работает совместно с другими импульсными источниками, имеющимися в приборе. Синхронизация позволяет избежать биения частот и снизить излучаемые радиопомехи. Микроисточник выполнен в корпусе DIP-14.

14.2. Полумостовая (half-bridge) и мостовая (full-bridge) схемы

Некоторые принципы работы полумостовой и мостовой схем мы были вынуждены, опережая события, затронуть в главе, посвященной

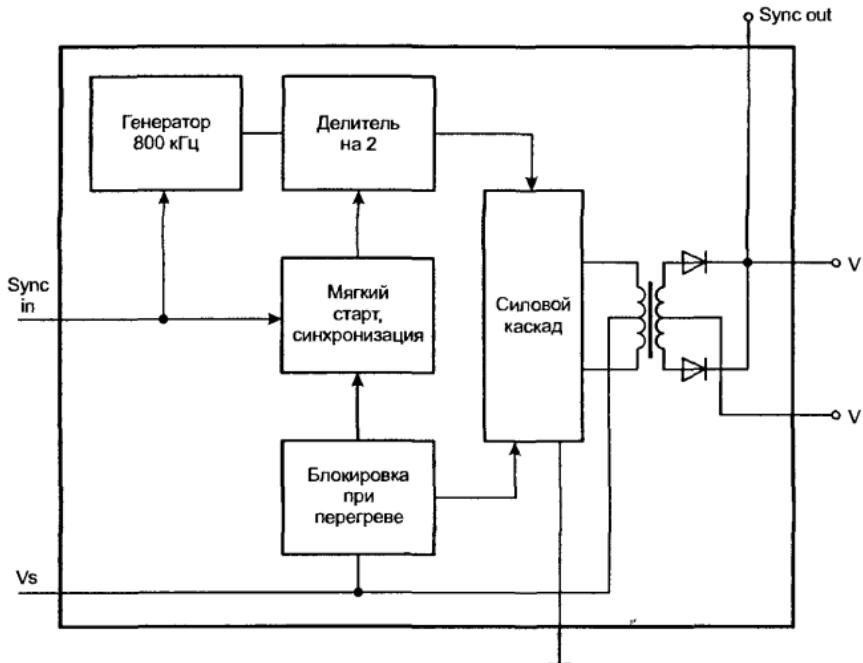


Рис. 14.20. Функциональные узлы микросхемы DCP0115 фирмы Burr-Brown

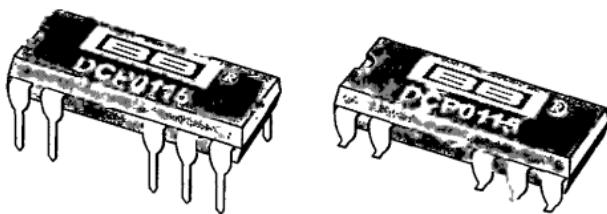


Рис. 14.21. Внешний вид конверторов напряжения фирмы Burr-Brown

расчету статических и динамических потерь в транзисторах MOSFET и IGBT. Более того, проектированию преобразователей на основе двухтактных схем посвящена достаточно обширная литература, поэтому здесь мы приведем лишь необходимые сведения. Главное внимание читателя будет обращено на особенности построения и проблемы схем управления силовыми ключами, а также описаны современные способы решения этих проблем.

Для полумостового преобразователя (рис. 14.22) напряжение на нагрузке определяется по формуле, очень похожей на формулу для пуш-пульной схемы, с той лишь разницей, что «раскачка» напряжения на первичной обмотке равна половине напряжения питания:

$$U_n = n \gamma U_p .$$

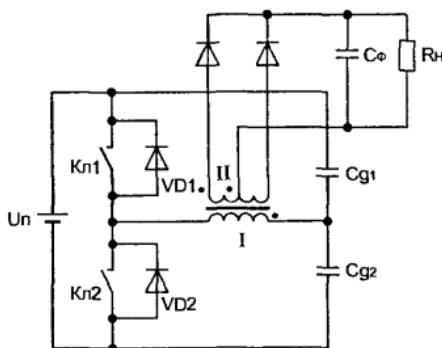


Рис. 14.22. Схема half-bridge (полумостового) преобразователя

Допускаемое напряжение «сток-исток» силового транзистора в идеальной полумостовой схеме должно быть не меньше напряжения питания. Такое же условие выбора транзистора распространяется и на идеальную мостовую схему, изображенную на рис. 14.24. Для создания надежной реальной схемы, в которой проявляются различные паразитные эффекты, лучше выбрать транзистор с запасом по напряжению не менее 150—200 В.

Максимальный ток стока:

$$i_D^{\max} = \frac{P_n}{2U_p \gamma^2 \eta} + i_\mu ,$$

где η — КПД преобразователя;

i_μ — ток намагничения индуктивности первичной обмотки.

Мы не делаем поправку напряжения первичной цепи на падение напряжения $U_{\text{кл}}$, поскольку в большинстве случаев полумостовая и мостовая схемы используются при напряжении $U_p \geq 100$ В, и ошибка в 1-2% вполне допустима. Убыль 1-2 В не скажется на допустимой точности расчетов.

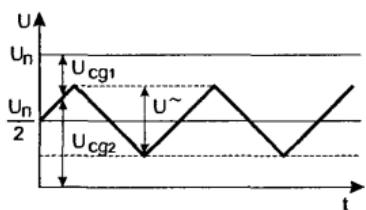


Рис. 14.23. Колебания средней точки емкостного делителя в полумостовой схеме

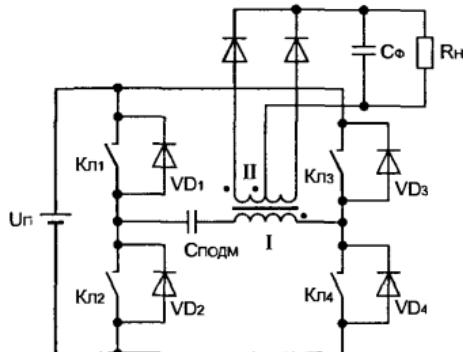


Рис. 14.24. Схема full-bridge (мостового) преобразователя

Средняя точка емкостного делителя C_{g1} , C_{g2} совершают колебания относительно потенциала $U_n / 2$, как показано на рис. 14.23, поскольку при коммутации первичной обмотки происходит их разряд. В результате пульсация на конденсаторах может превысить допустимые в технических условиях значения.

Поэтому необходимо выбрать емкость этих конденсаторов, исходя из соотношения [2]:

$$C_{g1} = C_{g2} = 0,2 \frac{i_D^{\max}}{U_{\sim} f},$$

где U_{\sim} — допустимый уровень пульсаций на конденсаторах.

Полумостовой преобразователь рекомендуется использовать для сетевых источников мощностью 200...700 Вт.

Работа мостового преобразователя строится на тех же принципах с той лишь разницей, что «раскачка» напряжения первичной обмотки равна напряжению питания:

$$U_n = 2 n \gamma U_p .$$

Регулировочная характеристика мостового преобразователя выглядит точно так же, как и характеристика пуш-пульной схемы. Однако максимальное напряжение между силовыми электродами транзисторов достигает одиночного уровня напряжения питания, да и первичную обмотку не нужно составлять из полуобмоток.

Максимальный ток стока:

$$i_D^{\max} = \frac{P_n}{4U_n n \gamma^2} + i_{\mu} .$$

Мостовая схема может показаться более совершенной, но она таит в себе «подводные камни», которые нужно обязательно учесть при проектировании. Рассмотрим форму тока в первичной обмотке, изображенную на рис. 14.25. Она представляет собой последовательность двуполярных трапецидальных импульсов с защитными паузами между ними. Из-за несимметрии положительных и отрицательных импульсов (рис. 14.26), которое может быть обусловлено разным временем коммутации транзисторов, появляется постоянный подмагничивающий ток, направленный в ту сторону, «вес» которых полуволны больше. Значение подмагничивающего тока вычисляется по формуле:

$$i_{\text{подм}} = \frac{1}{T} \int_0^T [i^+(t) - i^-(t)] dt ,$$

где i^+, i^- — функции тока положительной и отрицательной полуволн.

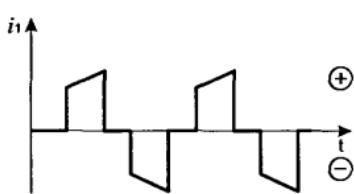


Рис. 14.25. Форма тока первичной обмотки мостового преобразователя

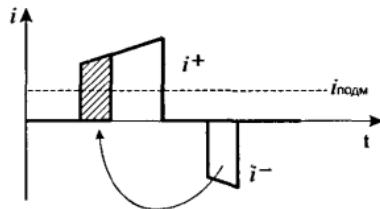


Рис. 14.26. Несимметрия положительных и отрицательных импульсов в мостовой схеме

Подмагничивание магнитопровода постоянным током может сместить симметричный гистерезисный цикл 1 к несимметричному циклу 2, как показано на рис. 14.27. В результате магнитопровод может работать с заходом в область насыщения, что приведет к увеличению амплитуды тока стока. Поэтому в мостовой схеме последовательно с первичной обмоткой желательно включить неполярный пленочный или бумажный конденсатор $C_{\text{подм}}$ (допускающий достаточно боль-

шую амплитуду пульсаций). Его величина рассчитывается по формуле, приведенной в книге [2]:

$$C_{подм} \geq 0,1 \frac{I_D^{\max}}{U_{\sim} f}.$$

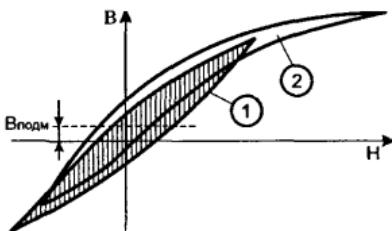


Рис. 14.27. Смещение симметричного цикла перемагничивания магнитопровода к несимметричному в результате несимметрии токов

Сигнал схемы управления полумостовыми и мостовыми преобразователями так же, как и в пуш-пульном источнике питания, должен иметь защитную паузу (dead time). Ее необходимость в данном случае еще более очевидна.

Как видно из рис. 14.28, при $\gamma = 0,5$ в момент подачи закрывающего импульса транзистор VT1 не успевает сразу закрыться, и тут же включается VT2. В результате через оба транзистора течет сквозной ток, который моментально выводит из строя оба транзистора. Сквозной ток подобен току короткого замыкания. Вот поэтому схема управления должна «разнести» моменты коммутации силовых ключей, как показано на рис. 14.29.

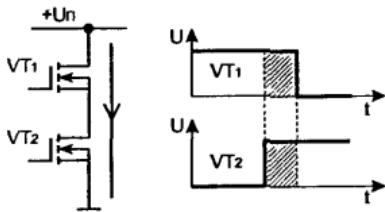


Рис. 14.28. Сквозной ток в двухтактных полумостовых и мостовых схемах

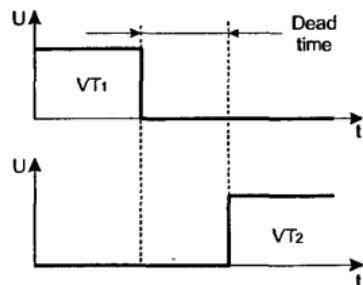


Рис. 14.29. Способ защиты от сквозных токов

Прежде чем заняться разработкой и изготовлением конкретной схемы двухтактного преобразователя, рассмотрим немаловажный вопрос, касающийся проектирования управляющих каскадов двухтактных схем.

14.3. Проблема управления мощными транзисторами в двухтактных источниках питания и новые методы ее решения

Когда разработчик начинает проектировать конкретную схему импульсного источника, у него сразу же появляется множество мелких проблем, без решения которых создание работоспособной схемы немыслимо. К одной из таких первоочередных задач относится решение вопроса управления силовыми ключами. Давайте внимательно рассмотрим двухтактный каскад со стороны схемы управления.

Схема управления силовыми каскадами всегда строится так, что ее выходной сигнал (широкото-модулированные импульсы) задается относительно общего проводника схемы. Как видно из рис. 14.30, для ключевого транзистора VT2 этого вполне достаточно — сигнал можно непосредственно подавать на затвор (базу), так как исток (эмиттер) связан с общим проводом. Но как быть с транзистором VT1? Если транзистор VT2 находится в закрытом состоянии, а VT1 открыт, на истоке VT1 присутствует напряжение питания U_n . Поэтому для управления VT1 необходима гальванически развязанная с общим проводом схема, которая четко будет передавать импульсы схемы управле-

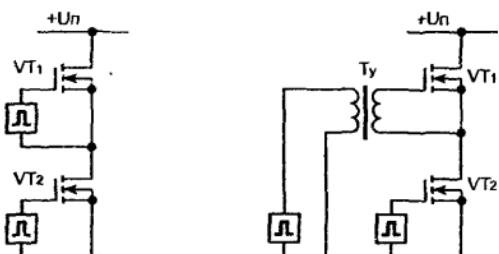


Рис. 14.30. К пояснению проблемы управления силовыми ключами двухтактной схемы

ния, не внося в нее искажений. Классическое решение этой проблемы состоит во включении управляющего трансформатора Tu. Вопросам проектирования управляющих трансформаторов посвящено достаточно много книг, поэтому мы не будем рассматривать в подробностях этот метод.

Обратимся к новому способу управления силовыми транзисторными ключами, называемому **бутстрепным**. Собственно, способ этот был разработан достаточно давно [24], однако широкое распространение в практических конструкциях он получил после появления драйверных микросхем. Сразу отметим, что бутстрепный метод можно эффективно использовать только для транзисторов MOSFET и IGBT, которые требуют ничтожных затрат мощности по цепи управления.

Рассмотрим бутстрепный метод управления на основе драйверной микросхемы IR2113, выпускаемой фирмой International Rectifier (рис. 14.31). Драйвер представляет собой микросхему в стандартном корпусе (например, DIP-14). Входным сигналом служит сигнал микросхемы управления стандартной амплитуды логического уровня. На выходе драйвера имеются напряжения управления «верхним» и «нижним» силовыми транзисторами. В драйвере приняты меры по обеспечению необходимых управляющих уровней, создан эквивалент гальванической развязки, имеются дополнительные функции — вход отключения, защита от пониженного напряжения питания, фильтр коротких управляющих импульсов.

Как видно из структурной схемы, двухтактный драйвер состоит из двух независимых каналов. На входе предусмотрены формирователи импульсов, построенные на основе триггеров Шмитта. Выводы Vcc и Vdd предназначены для подключения питающего напряжения, «земляные» шины силовой части и управляющей развязаны (выводы Vss и COM). В подавляющем большинстве случаев эти выводы просто соединяются вместе.

Предусмотрена также возможность раздельного питания управляющей и силовой части для согласования входных уровней с уровнями схемы управления. Вход SD — защитный. Выходные каскады построены на комплементарных полевых транзисторах и в дополнительных пояснениях не нуждаются.

Типовая схема включения драйвера приведена на рис. 14.32.

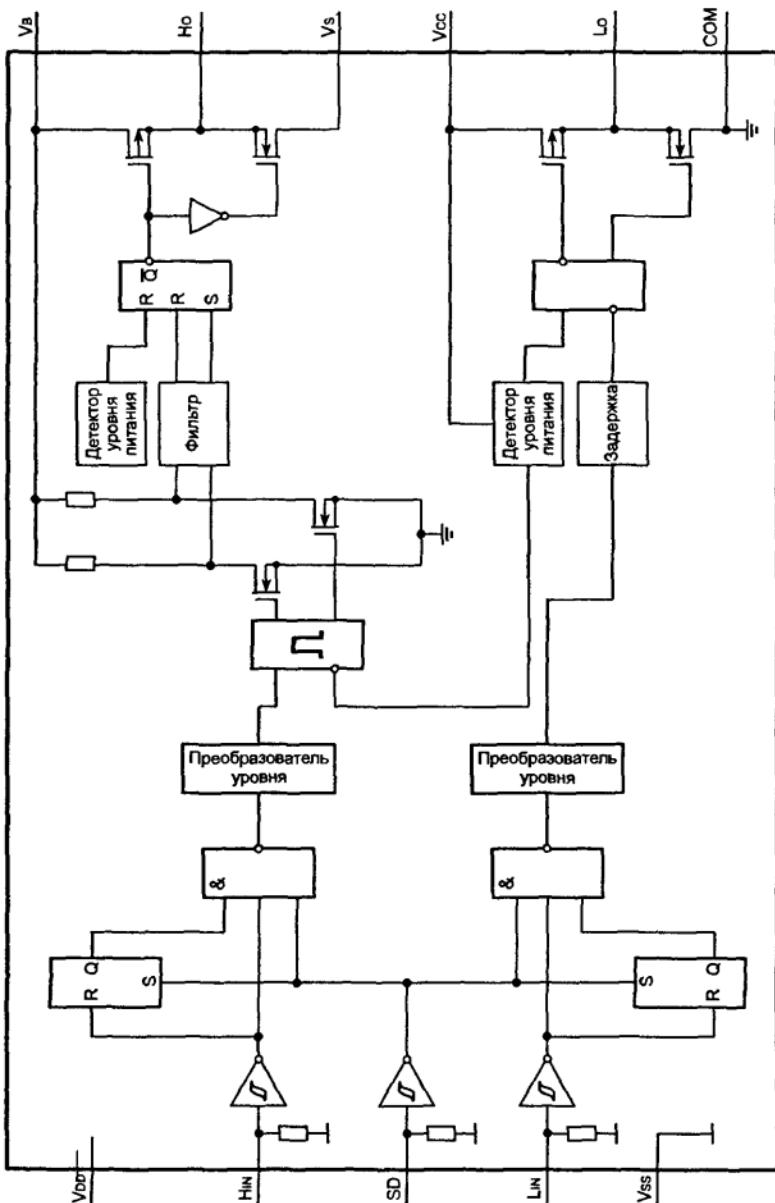


Рис. 14.31. Функциональные узлы драйверной микросхемы IR2113 фирмы International Rectifier

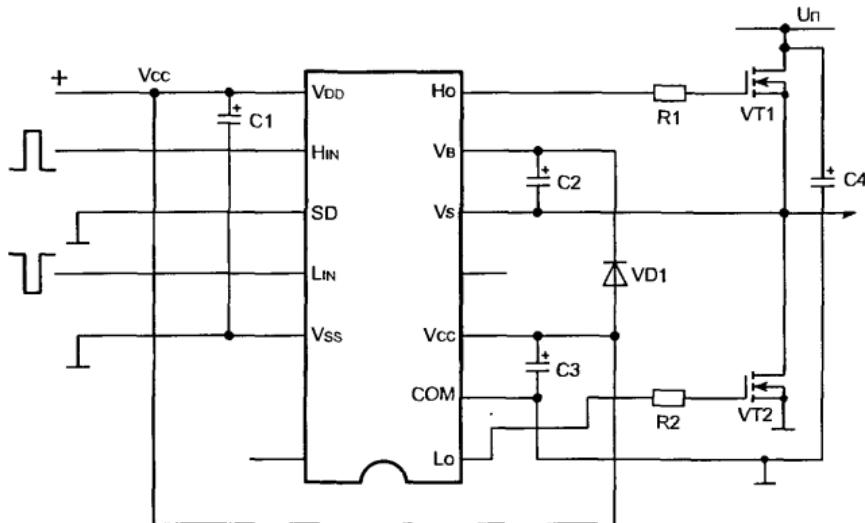


Рис. 14.32. Типовая схема включения драйверной микросхемы IR2113

C_1 и C_3 — фильтрующие конденсаторы драйвера. Необходимо располагать их как можно ближе к соответствующим выводам;

C_4 — фильтрующий конденсатор силовой цепи.

C_2 и VD_1 — бутстрепный каскад;

R_1 и R_2 — затворные резисторы (об их выборе было сказано в главе, посвященной транзисторам MOSFET). Затворные резисторы, кроме того, «спасают» драйвер от неприятного явления, называемого **защелкиванием**. Явление защелкивания мы разберем чуть позже, в главе, посвященной электронным балластам для ламп дневного света.

При разработке схемы управления с использованием драйвера следует обратить внимание на следующие параметры:

- максимальное напряжение на выводе V_b относительно общего провода (V_b) — 625 В;
- максимальное напряжение на выводе V_s (V_s) — $V_b - 25$ В;
- максимальный ток управления (I_0^+, I_0^-) — 2 А;
- время включения (t_{on}) — 120 нсек;
- время выключения (t_{off}) — 94 нсек;
- максимальное напряжение питания (V_{cc}) — 20 В;
- тепловое сопротивление «кристалл-среда» (R_{ja}) — 75 °C/Bт (DIP);

- диапазон рабочих температур кристалла (T_j) — $-55\ldots150^{\circ}\text{C}$.

Фирма выпускает разные типы драйверов: совмещенные верхнего и нижнего ключа, одиночные верхнего и нижнего, полумостовые, автогенераторные, трехфазные.

Таблица 14.1. Параметры некоторых драйверных микросхем фирмы International Rectifier

Драйвер	Тип корпуса	Назначение	V_s , В	I_0^+ / I_0^- А	t_{on} , нс	t_{off} , нс	Пауза, нс
IR2117	DIP-8	Драйвер одиночного ключа	600	0,2/0,42	125	105	—
IR2127	DIP-8	Драйвер одиночного ключа	600	0,2/0,42	150	100	—
IR2121	DIP-8	Драйвер нижнего ключа одиночный	600	1,0/2,0	150	150	—
IR2125	DIP-8	Драйвер верхнего ключа одиночный	600	1,0/2,0	150	150	—
IR2110	DIP-14	Драйвер верхнего и нижнего ключей	500	2,0/2,0	120	94	—
IR2213	DIP-14	Драйвер полумостовой схемы	1200	1,7/2,0	280	225	—
IR2111	DIP-8	Драйвер полумостовой схемы	600	0,2/0,42	850	150	700
IR2151	DIP-8	Драйвер полумоста автогенераторный	600	0,2/0,4	—	—	120
IR2155	DIP-8	Драйвер полумоста автогенераторный	600	0,21/0,42	—	—	1200

В заключение приведем методику расчета бутстрепного каскада, схема которого изображена на рис. 14.33.

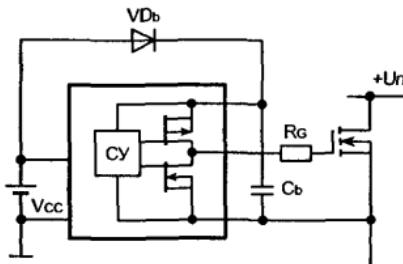


Рис. 14.33. К расчету бутстрепного каскада

Заряд, накапливаемый в бутстрепном конденсаторе C_b , имитирует «плавающий» источник, который питает половину драйвера, относящуюся к верхнему ключу. Поскольку драйвер построен на полевых элементах, суммарная мощность, расходуемая на управление, незначительна и может быть пополнена, а «плавающий» источник питания в динамическом режиме заменяется конденсатором соответствующей емкости, подзаряжающегося от источника питания драйвера.

Когда транзистор верхнего плеча проводит ток, исток транзистора верхнего плеча оказывается замкнутым на общий провод, бутстрепный диод открывается и заряжает конденсатор C_b (рис. 14.35). Когда транзистор нижнего плеча закрывается и начинает открываться верхний, диод оказывается подпёртым, и схема управления питается исключительно разрядным током C_b , что видно из рис. 14.36. Таким образом, бутстрепный конденсатор постоянно «гуляет» между общим проводом и проводом силового питания.

$$\frac{1}{T_{C_b}} = \frac{1}{T}$$

Рис. 14.34. Конденсатор как эквивалент источника напряжения

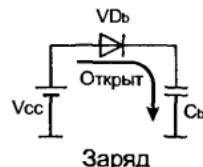


Рис. 14.35. Заряд бутстрепного конденсатора от внешнего источника питания

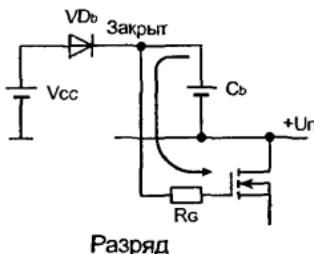


Рис. 14.36. Разряд бутстрепного конденсатора на нагрузку

Величина бутстрепной емкости должна быть выбрана расчетным путем. Слишком маленькая емкость может разрядиться раньше времени и закрыть транзистор верхнего плеча. Слишком большая может

не успевать заряжаться. При выборе C_b мы будем руководствоваться следующими рекомендациями [59].

Основные факторы, влияющие на разряд бутстрепной емкости:

- величина заряда затвора Q_g ;
- ток потребления выходного каскада микросхемы в статическом режиме I_{qbs} ;
- циклическое изменение заряда драйвера Q_{ls} (5 нКл для 500/600-вольтовых драйверов и 20 нКл для 1200-вольтовых);
- ток утечки затвора I_{gss} ;
- ток утечки бутстрепного конденсатора C_b .

Минимальный заряд бутстрепного конденсатора определяется из выражения:

$$Q_b = 2Q_g + \frac{I_{qbs}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{cbs}}{f} + \frac{I_{gss}}{f}.$$

Разработчики рекомендуют применять в бутстрепных схемах конденсаторы с возможно малым током утечки (в идеале — tantalовые). Кроме того, величина тока утечки затвора мала, поэтому перечисленные факторы учитывать нет смысла.

$$C_b = \frac{2 \left[2Q_g + \frac{I_{qbs}}{f} + Q_{ls} \right]}{V_{cc} - V_f},$$

где V_{cc} — напряжение питания схемы управления;

V_f — падение напряжения на бутстрепном диоде (0,8...1,0 В).

Полученное значение бутстрепной емкости является минимальным. Чтобы минимизировать риск от ненадежной работы схемы, разработчики рекомендуют умножить полученный результат на коэффициент 15.

Бутстрепный диод должен выдерживать обратное напряжение не менее, чем $(U_n + V_{cc})$. Кроме того, он должен иметь возможно малый обратный ток и хорошие характеристики обратного восстановления. Рекомендуемое время обратного восстановления не должно превышать 100 нсек.

14.4. От теории — к практике

Практическое знакомство с двухтактными схемами лучше всего начинать с низковольтного импульсного преобразователя. Опыт автора говорит о том, что необходимо досконально изучить эту схему, тщательно изготовить опытный образец, с помощью осциллографа проверить все режимы и только потом браться за разработку полумостового или мостового сетевого преобразователя. Как правило, если разработчик уже знаком со всеми премудростями двухфазного преобразователя, он без труда перенесет свой опыт на полумост или мост.

Для экспериментального повторения читателям предлагается преобразователь, который можно использовать, например, для питания от автомобильного аккумулятора портативного компьютера. Как известно, напряжение питания такого рода техники должно поддерживаться достаточно стабильно. В то же время в автомобиле могут появляться броски напряжения бортовой сети: в момент включения зажигания происходит «провал» питания, в момент резкого нажатия на педаль газа — бросок напряжения. Лучшим выходом здесь видится использование пуш-пульной схемы с широтно-импульсным регулированием и быстродействующей обратной связью. Обязательная гальваническая развязка обеспечивается автоматически, кроме того, габариты источника получаются весьма небольшими.

Вначале задаемся максимальным и минимальным напряжением бортовой сети:

$$U_n^{\min} = 10 \text{ В} ; \quad U_n^{\max} = 14 \text{ В} .$$

Для управления используем рассмотренную выше микросхему СА1524, а в качестве силовых элементов применим транзисторы MOSFET. Классический вариант построения пуш-пульного преобразователя на биполярных транзисторах в данном случае мог бы оказаться проще, поскольку управлять ими можно непосредственно с выходов микросхемы. Однако динамические потери на полевых транзисторах значительно меньше, более того, отсутствие времени рассасывания неосновных носителей позволяет получить выигрыш в значении максимального коэффициента заполнения. Поэтому старая истина «за все хорошее надо платить» и здесь напоминает о себе.

При разработке фли-бак конвертора мы получали сигнал обратной связи с дополнительной обмотки трансформатора. К сожалению, этот

нехитрый способ стабилизации годится только для таких нагрузок, которые не требуют высокостабильного питающего напряжения. Чтобы получить высокие характеристики стабильности и быструю реакцию на изменение характера нагрузки, нужно получать сигнал обратной связи непосредственно с контактов, питающих эту нагрузку. Мало того, нужно обеспечить гальваническую развязку по цепи обратной связи.

Единственный доступный способ, который сравнительно легко и надежно позволит обеспечить указанные условия, — оптическая развязка. Она позволяет ввести гальваническую изоляцию и достаточно точно отслеживать состояние напряжения на нагрузке.

Иногда разработчика может не удовлетворить линейность передачи сигнала обратной связи. Такой случай, кстати, может встретиться при проектировании высокоточных мощных следящих систем регулирования тока. Поэтому в таких системах применяется гальванически развязанные датчики тока, основанные на эффекте Холла, или более древние магнитные усилители. Датчик тока с элементом Холла представляет небольшую коробочку с отверстием посередине, через которую проматывается нужное количество витков силового провода нагрузки. Выход датчика тока — нормированное сопротивление, напряжение на котором пропорционально току нагрузки. Такие датчики выпускаются многими зарубежными фирмами и недешевы по стоимости. Второй путь повышения точности передачи сигнала обратной связи — использование операционных усилителей с гальванической изоляцией. Постоянное напряжение преобразуется в таком усилителе в переменное достаточно высокой частоты (сотни килогерц), передается через развязывающий трансформатор и детектируется на выходе. Предложение прецизионных операционных усилителей с гальванической развязкой невелико, да и стоят они дорого. Поэтому использование данных методов гальванической развязки сигнала обратной связи должно быть продиктовано исключительно необходимостью. В типовых источниках питания лучшим является оптоэлектронный способ гальванической развязки сигнала обратной связи.

Для данной конструкции мы используем транзисторную оптопару 4N25 [67], выпускаемую многими зарубежными фирмами. Оптопара, условное обозначение и расположение выводов которой показаны на рис. 14.37 и 14.38, имеет следующие основные параметры:

- максимальное обратное напряжение светоизлучающего диода (V_R) — 5 В;
- максимальный постоянный ток диода (i_f) — 60 мА;
- максимальный импульсный ток светодиода (i_{fsm}) — 3 А;
- максимальная температура кристалла (T_j) — 125 °C;
- максимальное напряжение «коллектор-эмиттер» (V_{ceo}) — 30 В;
- максимальный импульсный ток коллектора (i_{cm}) — 100 мА;
- максимальный постоянный ток коллектора (i_c) — 50 мА;
- напряжение изоляции (V_{io}) — 3,75 кВ.

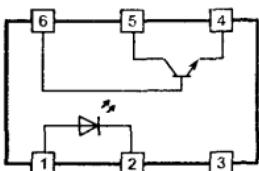


Рис. 14.37. Расположение выводов транзитороной оптопары 4N25

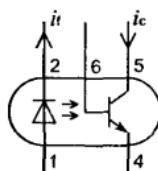


Рис. 14.38. Условное обозначение оптопары 4N25

Оптопара выпускается в стандартном корпусе DIP-6.

Из графиков рис. 14.39 и 14.40 хорошо видно, что для светодиода в области тока 0,1...10 мА зависимость между i_f и i_c практически линейна.

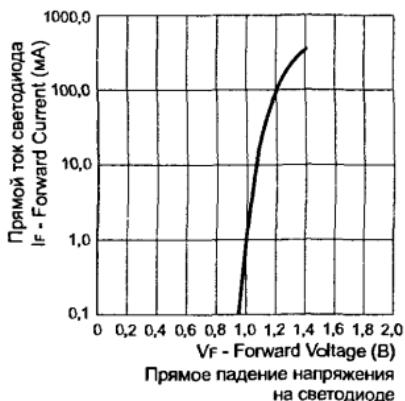


Рис. 14.39. График зависимости падения прямого напряжения от протекающего прямого тока для светоизлучающего диода оптопары 4N25

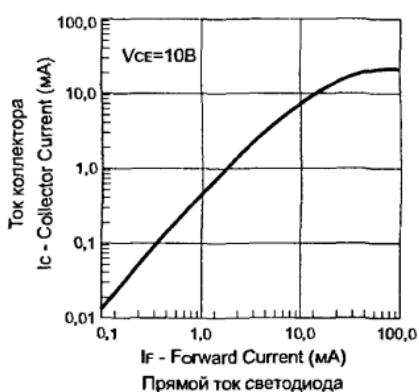


Рис. 14.40. График передаточной характеристики оптопары 4N25

В качестве прецизионного датчика напряжения нагрузки до недавнего времени использовались операционные усилители, охваченные частотнозависимыми обратными связями. Однако в последнее время появился более компактный способ отслеживания напряжения на нагрузке. Заключается он в использовании трехвыводного опорного регулируемого стабилизатора VD1 типа TL431 (programmable shunt regulator). Этот стабилизатор проще назвать управляемым стабилитроном, напряжение стабилизации которого меняется в зависимости от того, какое напряжение подано на управляющий электрод. Выпускается управляемый стабилитрон многими зарубежными фирмами [66], [64]. Функциональная схема управляемого стабилитрона показана на рис. 14.41, а условное обозначение — на рис. 14.42.

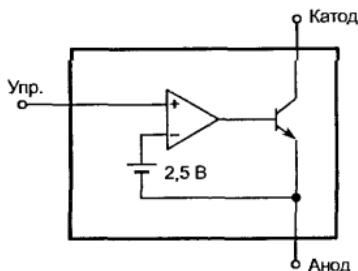


Рис. 14.41. Функциональные узлы
программируемого стабилитрона

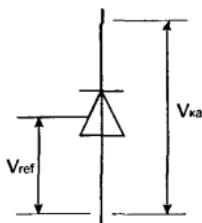


Рис. 14.42. Условное обозначение
TL431

Основные электрические параметры программируемого стабилитрона:

- максимальное напряжение «катод-анод» (V_{ka}) — 37 В;
- максимальный ток катода (i_{ka}) — 150 мА;
- минимальное напряжение стабилизации ($V_{ref} = V_{ka}$) — 2,5 В.

Каким образом осуществляется получение сигнала обратной связи с помощью программируемого стабилитрона? Предположим, что на рис. 14.43 $R_2 = R_3$ и U_n меняется с 5 до 10 В. Поскольку резисторы являются делителем напряжения U_n , через оптронный светодиод вnominalном режиме будет протекать совершенно конкретный ток, определяемый падением напряжения на светодиоде и токоограничительном резисторе $R1$. В nomинальном режиме напряжение питания

цепи светодиода составляет 2,5 В. Изменение напряжения на нагрузке в 2 раза приведет к тому, что напряжение питания светодиодной цепи возрастет до 5 вольт, увеличится ток через светодиод, транзистор оптопары приоткроется и схема управления получит информацию об изменении напряжения нагрузки.

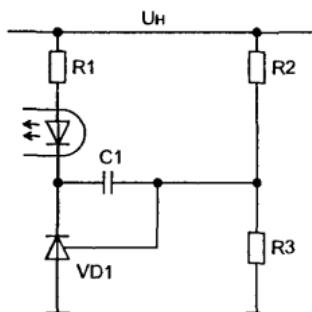


Рис. 14.43. К пояснению способа получения сигнала обратной связи

Для управления полевыми транзисторами нам понадобится драйвер. В качестве драйвера можно использовать упомянутую нами микросхему IR2121. В данной же схеме автором была применена микросхема MAX4429, производимая фирмой MAXIM [65]. Микросхема выпускается в корпусе DIP-8 и имеет следующие характеристики:

- напряжение питания (V_{DD}) — 4,5...18 В;
- напряжение «логической единицы» по входу (V_{IH}) — 2,4 В;
- напряжение «логического нуля» по входу (V_{IL}) — 0,8 В;
- максимальный выходной ток (i_{out}) — 6 А;
- время включения (t_r) — 25 нсек;
- время выключения (t_f) — 25 нсек.

Наконец, последний элемент, параметры которого следует привести, — это ключевой MOSFET транзистор BUZ10:

- максимальный постоянный ток стока (i_D) — 29 А;
- максимальный импульсный ток стока (i_{Dpuls}) — 116 А;
- максимальное напряжение на затворе (V_{GS}) — ±20 В;
- максимальная рассеиваемая мощность (P) — 100 Вт;
- диапазон рабочих температур кристалла (T_j) — −55...+175 °C;
- тепловое сопротивление «кристалл-среда» (R_{je}) — 1,5 °C/Вт;

- тепловое сопротивление «кристалл-среда» (R_{ja}) — 75 °C/Вт;
- максимальное напряжение «сток-исток» (V_{DS}) — 50 В;
- сопротивление «сток-исток» (R_{DS}^{on}) — 0,06 Ом;
- заряд затвора (Q_g) — 35 нКул;
- заряд восстановления оппозитного диода (Q_{rr}) — 120 нКул;
- время восстановления оппозитного диода (t_{rr}) — 60 нсек.

Далее необходимо произвести расчет силового трансформатора.

Определяем приближенное значение коэффициента трансформации:

$$n = \frac{2U_n}{U_n^{\min}} \gamma_{\max} = 2 \cdot 0,45 \cdot \frac{5}{10} = 0,45.$$

Определяем приближенное значение тока первичной обмотки при условии $i_n = 6$ А:

$$i_n = 6 \cdot 0,45 = 3 \text{ А.}$$

Определяем потерю напряжения на открытом ключевом элементе:

$$U_{kz} = R_{DS}^{on} i_n = 0,06 \cdot 3 = 0,18 \text{ В.}$$

Определяем точное значение коэффициента трансформации при условии $\gamma_{\max} = 0,45$ и использовании в выпрямителе диодов Шоттки:

$$n = \frac{5 + 0,5}{2(10 - 0,18)0,45} = 0,623.$$

Минимальное значение коэффициента заполнения:

$$\gamma_{\min} = \frac{5 + 0,5}{2(14 - 0,18)0,623} \approx 0,319.$$

Определяем габаритную мощность схемы:

$$P_{раб} = 1,02 \cdot 5 \cdot 6 = 31 \text{ Вт.}$$

Минимально возможное произведение SS_0 определяется, исходя из рабочей частоты схемы $f = 40$ кГц и индукции в магнитопроводе 0,2 Тл (с запасом):

$$SS_0 \geq \frac{31}{2 \cdot 40 \cdot 10^3 \cdot 0,2 \cdot 5 \cdot 10^6 \cdot 0,2 \cdot 0,95} = 0,21 \text{ см}^4.$$

Выбираем кольцевой магнитопровод К28×16×9 из феррита 2000НМ с основными размерами:

$$\begin{aligned}S_0 &= 201 \text{ мм}^2; \\l_0 &= 65,6 \text{ мм}; \\V_c &= 3453 \text{ мм}^2; \\S &= 52,6 \text{ мм}^2.\end{aligned}$$

Для данного магнитопровода:

$$SS_0 = 1,05 \text{ см}^4.$$

Определяем число витков первичной полуобмотки:

$$w_1 = \frac{0,45(10 - 0,18)}{40 \cdot 10^3 \cdot 0,2 \cdot 52,6 \cdot 10^{-6}} = 11 \text{ витков.}$$

Число витков вторичной полуобмотки:

$$w_2 = 11 \cdot 0,623 = 7 \text{ витков.}$$

Исходя из условия плотности тока $j = 5 \text{ А/мм}^2$, диаметр провода первичной обмотки составляет не менее 0,8 мм, вторичная наматывается таким же проводом, но скрученным вдвое.

Коэффициент заполнения окна медью:

$$\sigma = 2 \left[\frac{0,6 \cdot 22 \cdot 2 \cdot 0,6 \cdot 11}{201} \right] = 0,26.$$

Тепловые потери в первичной обмотке:

$$P_1 = \frac{l_1}{\gamma_{np} S_{np}} i_n^2 = \frac{0,8 \cdot 0,16}{5,58 \cdot 10^7 \cdot 0,6 \cdot 10^{-6}} = 0,38 \text{ Вт.}$$

Тепловые потери во вторичной обмотке:

$$P_2 = \frac{l_2}{\gamma_{np} S_{np}} i_n^2 = \frac{0,4 \cdot 0,36}{5,58 \cdot 10^7 \cdot 1,2 \cdot 10^{-6}} = 0,22 \text{ Вт.}$$

Потери в магнитопроводе на вихревые токи:

$$P_m = 10,5 \cdot 10^{-6} \cdot 0,34 \cdot 40 \cdot 10^3 = 0,15 \text{ Вт.}$$

Суммарные потери:

$$P_{\Sigma} = 0,38 + 0,22 + 0,15 = 0,75 \text{ Вт.}$$

Температура перегрева трансформатора определяется из минимально возможной поверхности охлаждения. Для простоты будем считать эквивалентную поверхность трансформатора равной поверхности сплошного цилиндра с размерами магнитопровода. Тогда охлаждающая поверхность:

$$S_{oxi} = 9 \cdot 3,14 \cdot 28 + 2 \cdot \frac{3,14(28)^2}{4} = 20,2 \text{ см}^2.$$

Перегрев:

$$\Delta T_n = \frac{0,75}{1,2 \cdot 10^{-3} \cdot 20,2} = 31 \text{ }^{\circ}\text{C.}$$

С учетом температуры окружающей среды 30 °C (максимальное значение) температура поверхности трансформатора:

$$T_n = 30 + 31 = 61 \text{ }^{\circ}\text{C.}$$

Выбираем номиналы элементов схемы управления (по соответствующим графикам):

$$R_T = 2,2 \text{ кОм}; \quad C_T = 0,022 \text{ мкФ.}$$

Конденсаторы С9 и С10 — это так называемые демпфирующие элементы. Дело в том, что вторичная обмотка образует с проходными емкостями диодов в моменты переключения силовых транзисторов периодическое колебательное звено, которое рождает выбросы напряжения. Эти выбросы не слишком опасны для выпрямительных диодов, но могут стать источником радиопомех. Поэтому рекомендуется демпфировать эти колебания небольшими дополнительными емкостями. Иногда может встретиться цепочка, где последовательно с конденсатором включен резистор 10...30 Ом.

Тепловой расчет силовых элементов показал, что для выпрямительных диодов и ключевых транзисторов нужно изготовить пластины радиаторов с размерами 30×20×5 мм.

Преобразователь выполнен на печатной плате из фольгированного стеклотекстолита, показанной на рис. 14.45. На силовые дорожки дополнительно рекомендуется напаять луженые медные проводники

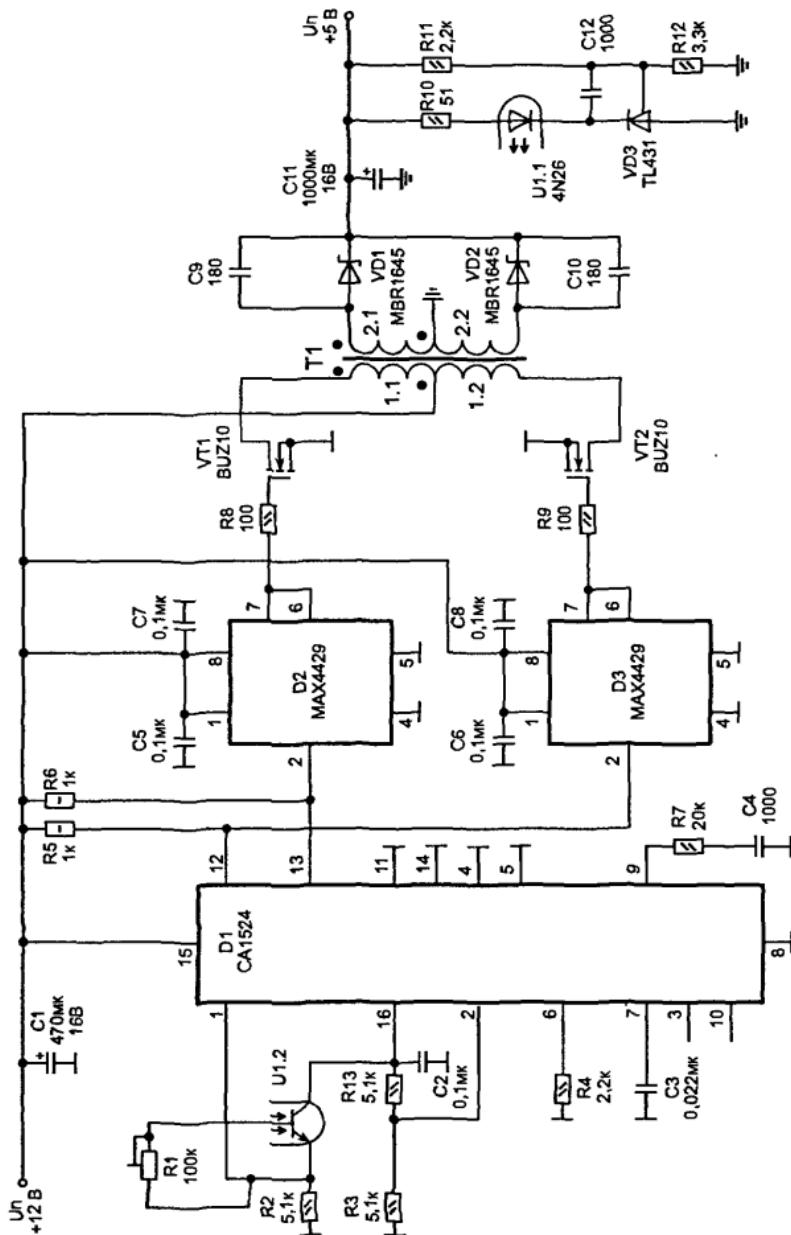


Рис. 14.44. Принципиальная схема экспериментального пуш-пульного преобразователя

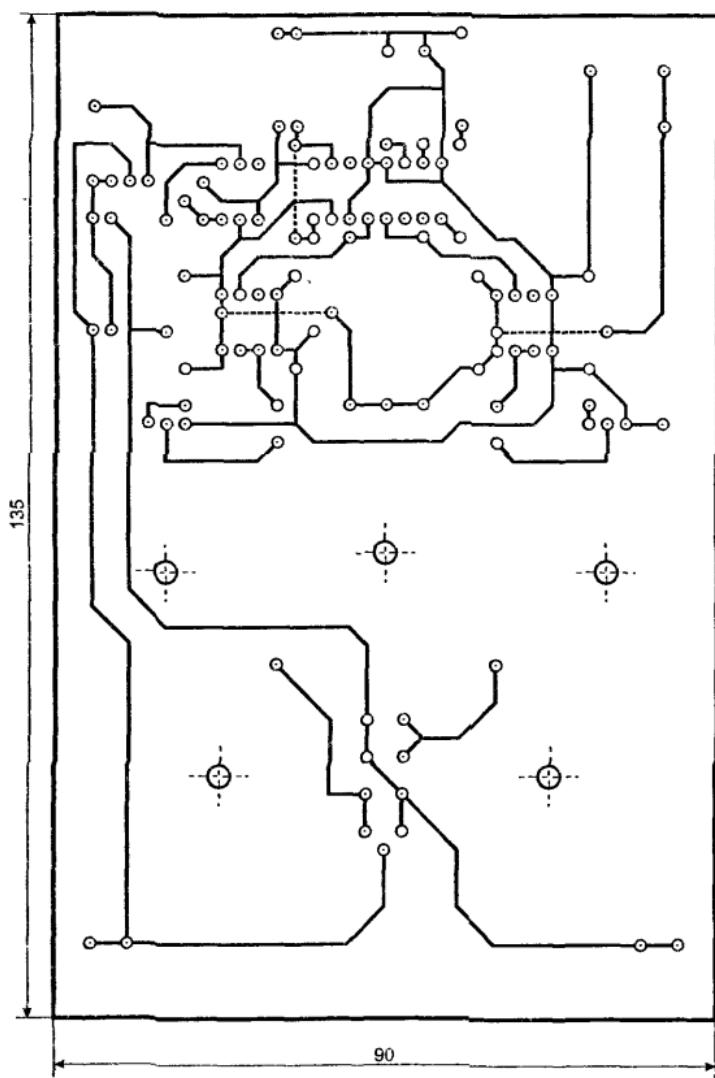


Рис. 14.45. Печатная плата экспериментального пуш-пульного преобразователя

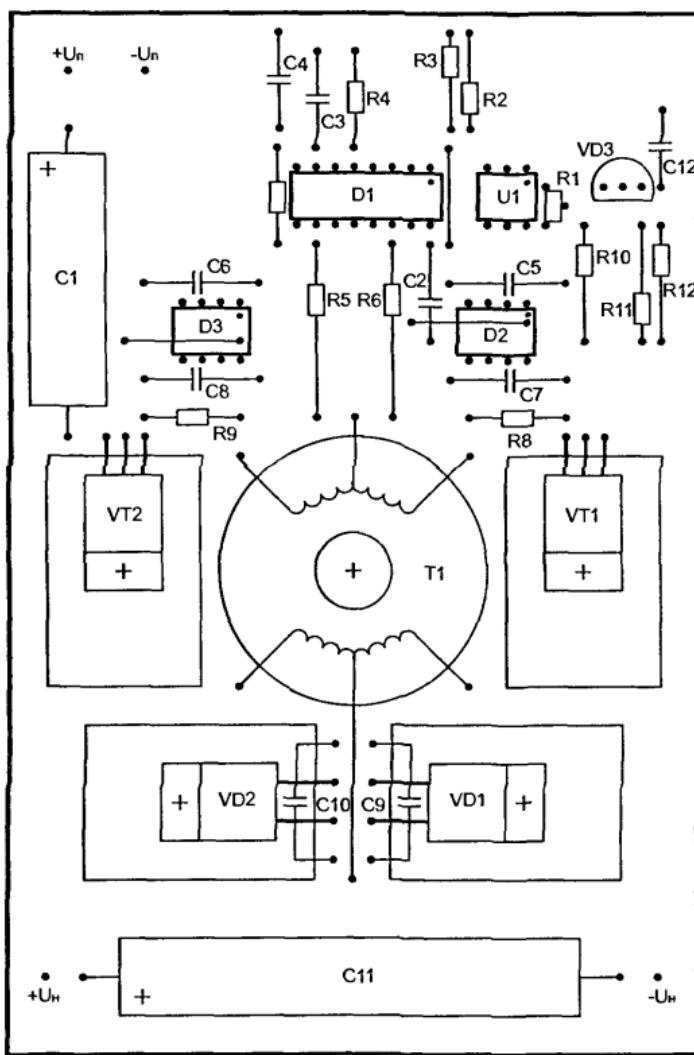


Рис. 14.46. Сборочный чертеж печатной платы преобразователя

диаметром 0,5 мм. При изготовлении трансформатора рекомендуется обмотать магнитопровод тонким слоем мягкого изоляционного материала, проложить между первичной и вторичной обмоткой слой фторопластовой или лакотканевой изоляции, сделать наружную обмотку. При установке трансформатора на печатную плату следует внимательно следить за фазировкой обмоток. Не забывайте также, что классическое предупреждение о необходимости снятия статического электричества при монтаже полевых приборов остается в силе и для транзисторов MOSFET. То есть, если есть возможность, нужно выполнять монтаж заземленным паяльником и с антistатическим браслетом на руке. Автору, правда, еще не доводилось выводить из строя полевые транзисторы статическим электричеством, когда он работал без всяких мер предосторожности. Однако потенциальная опасность имеется, поэтому по возможности примите меры к ее исключению.

Первое включение нужно проводить при отсутствующих резисторах R8 и R9, проверив двухлучевым осциллографом наличие парафазных управляющих сигналов на выходе микросхем D2 и D3. Только убедившись в том, что управляющие сигналы не «набегают» друг на друга, можно подавать управление на силовые транзисторы. После полной сборки и включения схемы следует установить резистором R1 напряжение на выходе 5 В. Преобразователь готов к работе.

Внимание! Данная схема не имеет защиты от короткого замыкания нагрузки. Читатель может модернизировать ее, введя в первичную цепь резистивный датчик тока и подав сигнал с него на вход 4 микросхемы D1.

15. «Балласт, с которым не утонешь»

Новые методы управления люминесцентными осветительными лампами

...Советуюешь попробовать? Действительно, у меня на кухне лампа дневного света какая-то несчастливая, постоянно ее меню...

Из переписки

Уже несколько десятков лет на работе и в быту людей сопровождают люминесцентные осветительные лампы. Преимущество их перед классическими лампами накаливания очевидны — гораздо более высокий КПД, приближенный к естественному спектральный состав света и повышенный срок службы. Однако есть у этих ламп и свои недостатки. Во-первых, для зажигания люминесцентных ламп требуется наличие дополнительных элементов — громоздкого дросселя и надежного стартера. Во-вторых, — мерцание с частотой питающей сети 50 Гц. В-третьих, арматура ламп требует тщательно продуманного способа крепления управляющих элементов (на мягком подвесе или с резиновыми амортизирующими прокладками), чтобы вибрация частотой 50 Гц не резонировала с корпусом и не раздражала окружающих. В-четвертых, вышедший из строя стартер вызывает фальш-старт лампы (визуально — несколько вспышек перед стабильным зажиганием). Фальш-старт резко снижает срок службы люминесцентной лампы. В-пятых, коэффициент мощности ламп дневного света очень низкий, а это значит, что лампы являются неудачной для электросети нагрузкой. Существуют еще несколько более мелких недостатков, которые мы не упоминаем.

Разработчиками уже давно ведутся работы по устранению выше перечисленных недостатков люминесцентных ламп, повышению надежности пускорегулирующей аппаратуры, уменьшению ее веса и габаритов. Появление импульсных балластов позволило значительно улучшить эксплуатационные характеристики этих осветительных приборов. Давайте вначале с помощью рис. 15.1 разберемся, как уст-

роен классический балласт, и тогда нам станет понятно, каким образом осуществляется переход к балласту электронному.

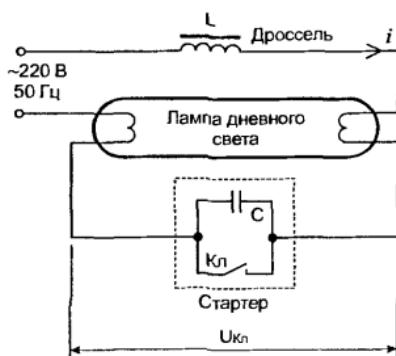


Рис. 15.1. Классическая схема электронного балласта

Холодная люминесцентная лампа имеет высокое сопротивление между своими электродами. Поэтому при включении напряжение сети, проходя через накальные электроды лампы, целиком падает на ключевом элементе стартера. Ключевой элемент представляет собой биметаллическую пластину, замыкающую цепь в нагретом состоянии и в холодном состоянии размыкающую. Поскольку на электродах этого ключа появляется разность электрических потенциалов, газ в колбе стартера ионизируется и разогревает биметаллическую пластинку. В какой-то момент ключ замыкается, и появившийся в цепи электрический ток начинает «накачивать» в дроссель энергию. Более того, этот ток разогревает накальные спирали люминесцентной лампы. Разогретым электродам присущ эффект термоэлектронной эмиссии, широко использующийся в электронных лампах, кинескопах, вакуумных индикаторах. Итак, в наполняющем баллон лампы газе появляются свободные заряды. Одновременно с этим в баллоне стартера пропадает ионизация, пластинка остывает и ключ размыкается. Энергия, накопленная в индуктивном элементе L, переходит в заряд конденсатора С по закону:

$$Li^2 = \Delta U_n^2 C.$$

Обычно индуктивность дросселя стремятся выбрать побольше, а емкость конденсатора С — поменьше, чтобы получить большую амп-

литуду резонансного броска напряжения на конденсаторе. Этот бросок, величина которого превышает напряжение питания, достаточен для полной ионизации газа внутри баллона люминесцентной лампы и ее зажигания. Зажигание характеризуется резким падением сопротивления газового промежутка люминесцентной лампы. После зажигания стартер оказывается отключенным, поскольку его сопротивление много больше сопротивления горящей лампы. Дроссель же, являясь индуктивным сопротивлением, поддерживает рабочее напряжение на электродах лампы. Если по каким-либо причинам лампа не зажигается (например, слишком рано происходит размыкание биметаллика), лампа входит в аварийный режим работы, который сопровождается вспышками фальш-старта.

Графически режимы работы лампы изображены на рис. 15.2.

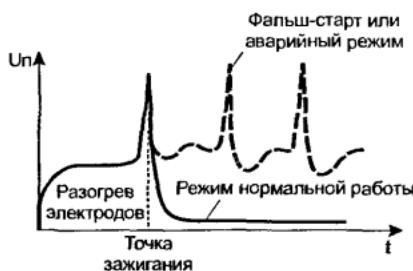


Рис. 15.2. График, поясняющий режимы работы лампы дневного света

Поскольку лампа в данном случае питается переменным напряжением низкой частоты, в паузах (при переходе сетевого напряжения через ноль) газ успевает деионизироваться, что иногда заметно на глаз, как характерное мерцание.

Перечисленные недостатки можно устранить с помощью электронного балласта. Конечно, его стоимость, по сравнению с традиционным, получается выше, но, учитывая, что срок службы усовершенствованной лампы продлевается в несколько раз, можно смело утверждать, что фактически стоимость обоих видов балластов примерно одинакова. Общая структурная схема электронного балласта показана на рис. 15.3.

Отметим сразу, что корректор коэффициента мощности в большинстве промышленных схем пока отсутствует, поскольку мощность

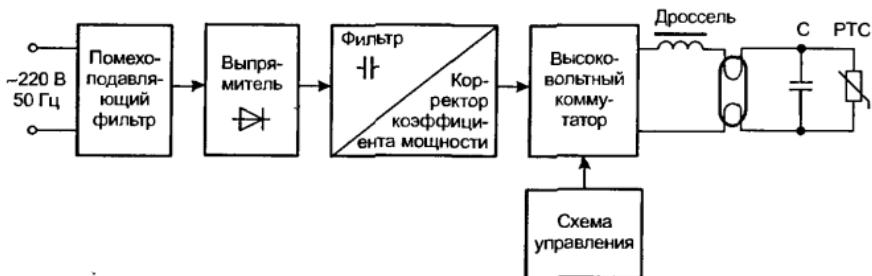


Рис. 15.3. Типовая схема электронного балласта

ллюминесцентных ламп не превышает 100 Вт. Однако коррекция должна появляться при использовании одного электронного балласта, работающего на несколько (3-4) однотипных ламп. Иногда в промышленных балластах может отсутствовать и индуктивно-емкостной помехоподавляющий фильтр. Вместо него обычно используется одиночный неполярный конденсатор небольшой емкости. Однако, поскольку требования по помехоподавлению все более ужесточаются, разработчикам в скором времени придется вводить в схемы балластов обязательные индуктивно-емкостные помехоподавляющие фильтры. Даже в домашних условиях плохо подавленные паразитные излучения балластов могут «забивать» радиоприемники и беспроводные телефоны, не говоря уже о производственных помещениях, в которых работает высокочастотная измерительная аппаратура.

Итак, в схеме электронного балласта (рис. 15.4) точка «А» подключается с помощью ключей Кл1 и Кл2 то к напряжению питания ($U_n = 310$ В), то к общему проводу. В результате в точке «А» возникают однополярные высокочастотные импульсы напряжения (частота коммутации обычно находится в пределах 20—120 кГц), которые, во-первых, зажигают лампу, а во-вторых, не дают газу дейонизироваться (отсутствие мерцания). При таком методе пуска и управления полностью исключен фальш-старт, поскольку лампа гарантированно коммутируется на постоянное напряжение, провалы которого принципиально отсутствуют. Регулировкой скважности импульсов коммутации можно добиться изменения яркости свечения. Сокращаются размеры индуктивного элемента. Как вариант реализации электронного балласта иногда используется полумостовая схема, изображенная на рис. 15.5. Впрочем, первый вариант сегодня встречается все чаще.

Чтобы зажечь лампу, нужно разогреть ее электроды. Поскольку в схеме электронного балласта отсутствует стартер, необходимо каким-то образом первоначально замкнуть силовую цепь, чтобы протекающий ток разогрел электроды, а затем схему пуска отключить. В лампах небольшой мощности (единицы Вт) первоначальное замыкание цепи можно осуществить при помощи конденсатора С, как показано на рис. 15.6. Однако этот путь достаточно противоречив, поскольку для разогрева желательно иметь как можно большее значение емкости, в то время как для возникновения хорошего резонансного эффекта выбирать эту емкость слишком большой нельзя.

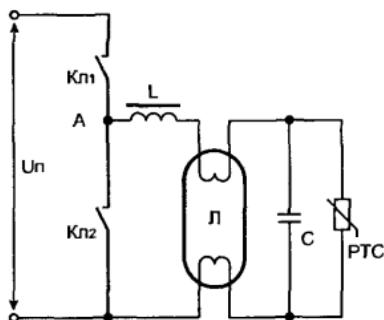


Рис. 15.4. Широко распространенный вариант построения электронного балласта

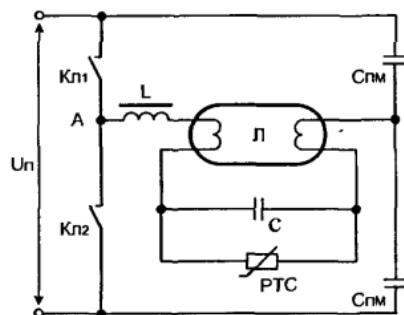


Рис. 15.5. Еще один вариант схемы электронного балласта

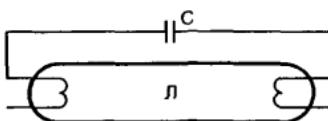


Рис. 15.6. Замена стартера конденсатором

Разработчики поступили следующим оригинальным образом. Они включили параллельно конденсатору термистор с положительным температурным коэффициентом. В холодном состоянии сопротивление термистора мало, и ток разогревает электроды лампы. Вместе с электродами разогревается и термистор. При определенной температуре сопротивление термистора резко повышается, цепь разрывается и индуктивный выброс зажигает лампу. Термистор шунтируется низким сопротивлением горящей лампы.

Самые первые электронные балласты работали в автогенераторном режиме и собирались из дискретных элементов. Однако это оказалось крайне неудобным: очень уж большими получались габариты печатных плат. Поэтому ведущие фирмы-разработчики выпустили микросхемы управления балластами. Первое поколение микросхем требовало наличие внешних силовых транзисторов, в современных модификациях силовые ключи интегрированы в один корпус со схемой управления. Такие балласты настолько миниатюрны, что могут поместиться в цоколь лампы, вворачиваемой в резьбовой патрон. Лампы со встроенным балластом уже выпускаются серийно, их можно приобрести в отечественных магазинах, но цена таких осветительных приборов по сравнению с лампами накаливания высока. Скорее всего, цена будет падать с течением времени, когда рынок новых люминесцентных ламп насытится. Но не следует ожидать, что цена таких ламп сравняется с ценой обычных ламп накаливания. Выигрыш здесь может быть, как мы знаем, только за счет увеличенного срока службы и пониженного потребления электроэнергии.

Совсем недавно появилось второе поколение микросхем управления электронными балластами, обладающее многими сервисными и защитными функциями. К сожалению, отечественные разработки микросхем управления электронными балластами находятся в зачаточном состоянии, поэтому автор вынужден рассказывать лишь о том, как преуспели на этом рынке зарубежные фирмы-производители силовой электроники. Фирма International Rectifier производит микросхемы IR215(x), требующие внешних силовых транзисторов, и микросхемы IR51H(xx) с интегрированными силовыми ключами. Фирма SGS-Thomson производит микросхемы L6569, L6571, L6574. Фирма Motorola — MC2151, MC33157DW. Фирма Unitrode (Texas Instruments) — UC3871, UC3872. Микросхемы имеют бутстрепную цепь управления затвором верхнего ключевого транзистора, защиту от сквозных токов (защитная пауза 1,2 мкс), узлы стабилизации внутреннего питания и защиту от пониженного напряжения сети. Кроме того, новое поколение микросхем IR2157 и IR2159 реализуют:

- возможность установки времени прогрева накальных электродов;
- возможность установки скорости зажигания лампы за счет введения плавающей задающей частоты;
- возможность установки задержки включения силовых ключей;

- дополнительную защиту от незажигания лампы и включение защитного режима в момент ее отказа;
- защиту при перегорании накальных электродов и контроль наличия вставленной лампы;
- защиту от зажигания на частоте ниже резонансной;
- защиту от падения сетевого напряжения;
- автоматический перезапуск при кратковременном пропадании сетевого напряжения;
- защиту от перегрева кристалла.

Рассмотрим простую схему электронного балласта, основанную на микросхеме IR2151, приведенную на рис. 15.7. Также воспользуемся некоторыми теоретическими сведениями, почерпнутыми в [36]—[52].

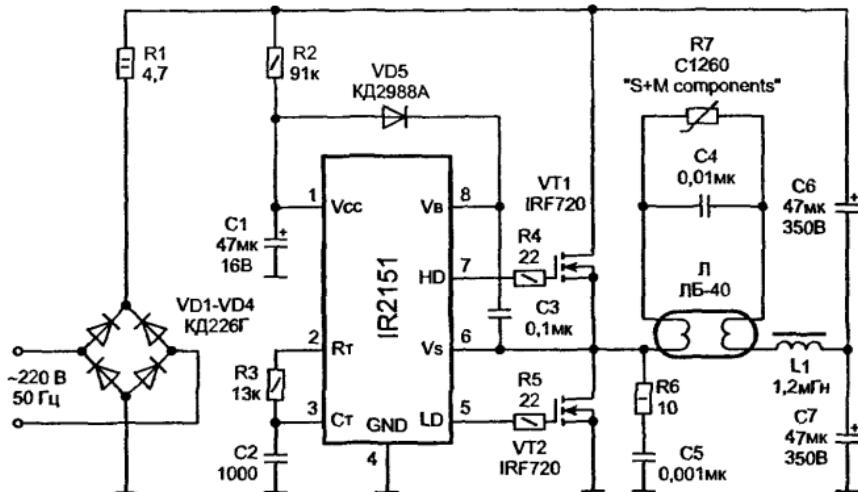


Рис. 15.7. Принципиальная схема электронного балласта, выполненного на основе микросхемы IR2151

Схема построена по полумостовому принципу. Данный балласт рассчитан на питание лампы мощностью 40 Вт от сети переменного тока 220 В 50 Гц.

Напряжение сети выпрямляется диодным мостом VD1-VD4 и сглаживается конденсаторами полумоста C6 и C7. Внутренний ген-

ратор представляет собой точную копию генератора, использующегося в таймере серии 555 (отечественный аналог КР1006ВИ1).

Частота внутреннего генератора задается элементами R3 и C2 в соответствии с формулой:

$$f_z = \frac{1}{1,4(R_3 + R_{\text{ен}})C_2},$$

где $R_{\text{ен}} = 75$ Ом.

Резонансная частота балластной схемы:

$$f_b = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_4}}.$$

Для обеспечения хорошего резонанса желательно выполнение следующего условия:

$$f_z \approx f_b.$$

Для указанных в схеме номиналов частота резонанса около 40 кГц.

Цепочка R2-C1 питает микросхему, цепочка VD5-C3 — бутстрапная.

Элементы R6-C5 — цепь снаббера, предотвращающего защелкивание выходных каскадов микросхемы (выводы 5 и 7). Нам необходимо разобрать эффект защелкивания подробнее, чтобы обезопасить себя от неприятных ситуаций, тем более что мы будем постоянно сталкиваться с ним в схемах, управляемых от драйверов.

Итак, рассмотрим внутреннее устройство выходных каскадов микросхем управления.

При проектировании схем управления обычно считается, что выходной каскад управляющих драйверов, представленный на рис. 15.8, состоит из двух комплементарных полевых транзисторов VT1 и VT2, который усиливает ток управления затвором и имеет очень низкое выходное сопротивление. В действительности, благодаря специфике технологии изготовления выходных комплементарных каскадов, кроме управляющих полевых транзисторов MP1 и MN1 имеются паразитные биполярные транзисторы QP1, QP2, QN1, QN2, образующие тиристорную PNPN-структуру (рис. 15.9).

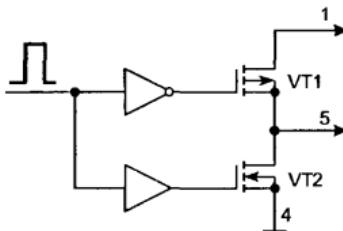


Рис. 15.8. Условное обозначение выходного каскада драйверной микросхемы

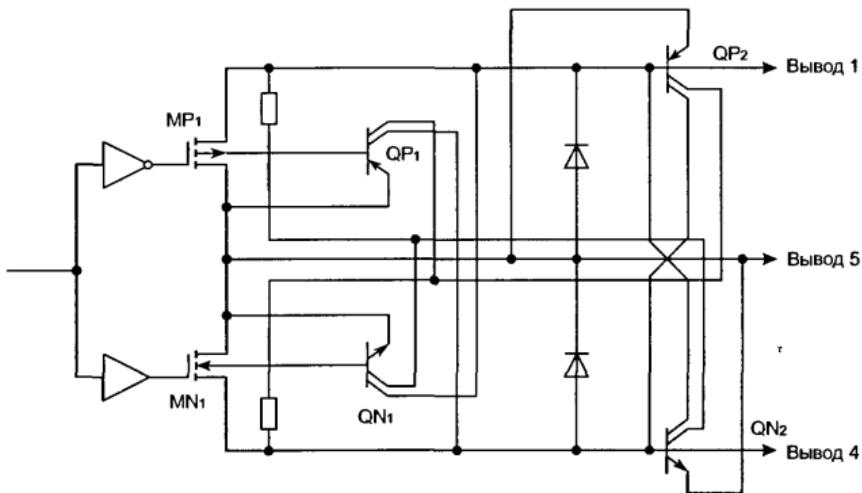


Рис. 15.9. Реальная структура выходного каскада драйверной микросхемы

Теперь нам необходимо вспомнить, что в полевых транзисторах не последнюю роль играет эффект Миллера. Мы уже выяснили, если транзистор коммутируется слишком быстро, а сопротивление цепи управления велико, напряжение на затворе может «подскакивать» значительно. Затвор, присоединенный к выходу драйвера, прикладывает это напряжение к PNPN-структуре. Если приложенное напряжение окажется выше напряжения питания управляющего каскада всего-навсего на 0,3 В (величина напряжения «база-эмиттер» биполярного транзистора в открытом состоянии), наступает опрокидывание триисторной структуры, вывод питания закорачивается на общий провод. Защелка не может восстановиться автоматически, пока не бу-

дет снято питание с микросхемы. Таким образом, выходной каскад выгорает от теплового пробоя. Та же самая ситуация может возникнуть, если на выход драйвера подать напряжение на 0,3 В ниже потенциала земли, что видно из рис. 15.10.

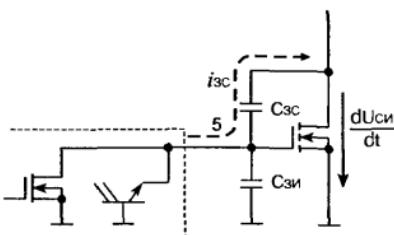


Рис. 15.10. К пояснению защелкивания выходного каскада от «затекающих» токов

Второй причиной, которая может привести к защелкиванию драйвера, обычно является плохая разводка печатных проводников. Рассмотрим пример неудачной и удачной разводки. На рисунке 15.11 показано нижнее плечо полумоста электронного балласта. Общий провод микросхемы управления подключен не непосредственно к истоку силового транзистора, а таким образом, что ток управления и силовой ток протекают по одному проводнику. Любой проводник, как мы знаем, обладает паразитной индуктивностью. В данном случае обозначим ее через $L_{\text{пар}}$. При достаточно быстром изменении падения напряжения на транзисторе (dU_{cu}/dt велико) скачок напряжения в паразитной индуктивности может «завернуть» точку «а» выше напряжения питания микросхемы управления (типичное значение напряжения питания — 15 В). Это может привести к защелкиванию.

К счастью, паразитные транзисторы обладают низкими частотными свойствами, поэтому если энергия импульса мала (величина импульса может быть большой, но в то же время должна быть малой его длительность), защелкивание может и не произойти. Опытным путем установлено, что при длительности импульса менее 1 мкс вероятность защелкивания весьма мала.

Обезопасить свою разработку от защелкивания, вызванного плохим монтажом, возможно. Для этого необходимо разработать печат-

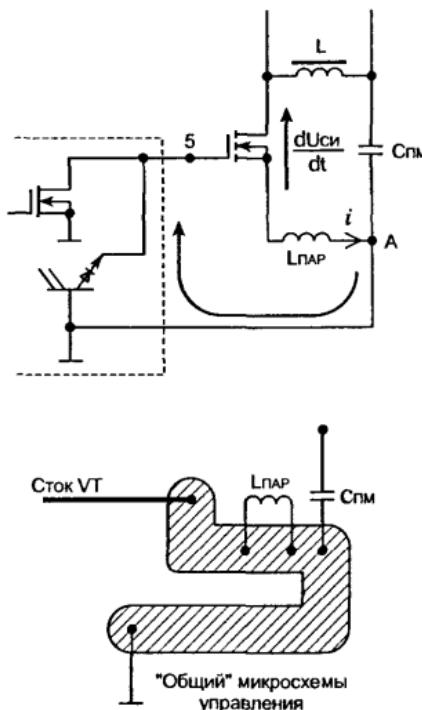


Рис. 15.11. Пример неудачной разводки печатной платы

ную плату по следующему правилу: вывод «земля» микросхемы управления должен быть непосредственно присоединен к истоку мощного ключевого транзистора, а затем эта точка присоединяется к отрицательной клемме сетевого конденсатора сглаживающего фильтра, как показано на рис. 15.12.

Причина номер два, приводящая к защелкиванию, — это неблагоприятное влияние емкости Миллера C_{sc} . При достаточно быстром изменении напряжения между электродами силового транзистора VT (при его открытии или закрытии) ток i_{sc} «затекает» в драйвер через управляющий вывод и может открыть транзистор защелки. Величина этого тока определяется скоростью переключения транзистора — чем она больше, тем больше и ток. Максимальное значение «затекающего» тока, при котором драйвер устойчиво работает, для разных микросхем управления может быть разным. Для микросхем серии IR215(x) этот ток не превышает 0,5 А.

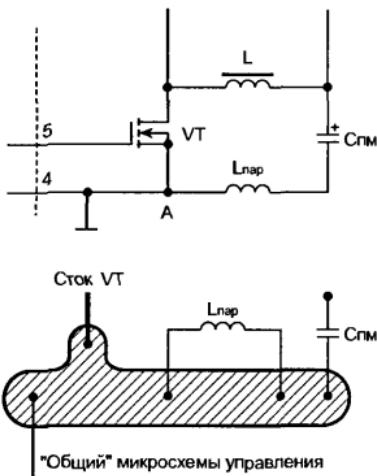


Рис. 15.12. Пример удачной разводки печатной платы

Повысить устойчивость микросхемы управления к защелкиванию от наведенного тока можно двумя способами. Оба они связаны с ограничением скорости переключения транзистора. Первый способ заключается в применении так называемого снаббера, показанного на рис. 15.13. Мы уже мельком встречались с этим «зверем» при проектировании фли-бак конвертора. Теперь нам придется столкнуться с ним «лицом к лицу». Эквивалентное время включения и выключения в случае применения снаббера будет:

$$t_{вкл} \approx t_{вык} .$$

Резистор R выбирается из условия:

$$R = (5...10) R_{DS}^{on} .$$

В предложенной схеме электронного балласта:

$$R_6 = 10 \text{ Ом}, C_5 = 0,001 \text{ мкФ}, t_{вкл} = 3 \cdot 10 \cdot 0,001 \cdot 10^{-6} = 30 \text{ нсек.}$$

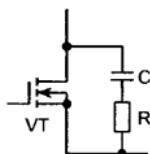


Рис. 15.13. Снаббер

Время включения/выключения, однако, должно быть хотя бы на порядок меньше времени паузы между управляющими импульсами транзисторов верхнего и нижнего плеча (*dead time*), чтобы не возникали сквозные токи.

Второй способ защиты заключается в установке между управляющим выходом драйвера и затвором ключевого транзистора небольшого сопротивления, ограничивающего наведенный ток, как показано на рис. 15.14. В этом случае наведенный ток будет замыкаться через емкости C_{3c} и C_{3i} , не «затекая» в микросхему управления. Величина резистора R_3 не должна быть слишком большой, чтобы делитель напряжения, образованный емкостями C_{3i} и C_{3c} , не способствовал самоизвестному открытию силового транзистора.

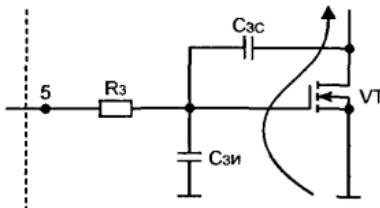


Рис. 15.14. Вариант предотвращения защелкивания с помощью затворного резистора

Рекомендации по выбору величины этого резистора очень скучны и ограничиваются качественными оценками. Расчетные же соотношения, которые как раз интересны инженеру-разработчику, остаются за рамками рекомендаций. Поэтому автору пришлось провести серию экспериментов и разработать простую теорию, с помощью которой осуществляется выбор затворных резисторов.

В документации на микросхемы управления всегда указывается максимальный ток, который может «выдать» на управляющий электрод данный тип микросхемы. Если при выборе резистора микросхему использовать по току не более чем на 70—80% от максимального значения тока, то в большинстве случаев защелкивание исключается (естественно, монтаж также надо разрабатывать по перечисленным правилам). Такой подход вполне подойдет и для радиолюбителей-конструкторов, и для профессиональных разработчиков. Не рекомендуется также эксплуатировать однотактный драйвер в режиме коэффициента заполнения более 0,95.

И все же профессиональному разработчику необходимо быть абсолютно уверенным в том, что, включив ограничительный затворный резистор, он не получит другую неприятность в виде самопроизвольного открытия силовых транзисторов. Автору пришлось столкнуться с этим явлением «вживую», поэтому он настоятельно рекомендует воспользоваться результатами своей работы.

Обратим внимание на схему 15.15. Читателю уже известно, что емкости C_{zi} и C_{zc} не являются постоянными величинами, а зависят от многих факторов. Тем не менее, для нашего оценочного расчета мы положим их постоянными и равными C_{iss} и C_{rss} . Величина этих емкостей приводится в технических условиях на данный транзистор.

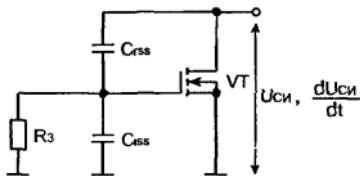


Рис. 15.15. К расчету величины затворного резистора

Вначале рассуждаем логически. Самопроизвольное открытие может произойти тогда, когда резистор R_3 настолько велик, что он не успевает разряжать емкость C_{zi} при резком изменении напряжения «сток-исток». Запишем передаточную функцию делителя напряжения затвора с учетом влияния затворного резистора. Автор сознательно не приводит вывод этой формулы, так как он получился довольно громоздким. Нам важен, как уже неоднократно говорилось, результат, который позволит понять физику процесса. Итак,

$$U_{zi} = \frac{1}{1 + C_{zi}/C_{zc}} U_n \frac{j \left[\frac{\tau_0}{\tau} \right]}{j \left[\frac{n\tau_0}{\tau} \right]},$$

где $\tau_0 = R_3 C_{zc}$ — постоянная времени затворной цепи;

$n = \frac{C_{zi} + C_{zc}}{C_{zc}}$ — коэффициент кратности паразитных емкостей (типичное значение 5-6).

В качестве параметра τ нужно принять время включения/выключения транзистора.

При $\tau_0 \ll t_{\text{вкл}} U_{\text{zu}}$ гарантированно обращается в нуль. Знак «много меньше» означает, что числа должны отличаться на порядок. Поскольку для стандартной RC-цепи установившимся считается процесс, после начала которого прошло по крайней мере $3\tau_0$, условие отсутствия самопроизвольного открытия запишется следующим образом:

$$t_{\text{вкл}} \geq 30 C_{\text{rss}} R_s.$$

Если это условие не выполняется, необходимо применять снаббер.

Возвращаемся к конструированию электронного балласта (рис. 15.7). Нам понадобятся параметры силового транзистора IRF720:

- постоянный ток стока (I_D) — 3,3 А;
- импульсный ток стока (I_{DM}) — 13 А;
- максимальное напряжение «сток-исток» (V_{DS}) — 400 В;
- максимальная рассеиваемая мощность (P_D) — 50 Вт;
- диапазон рабочих температур (T_j) — $-55\dots+150$ °C;
- тепловое сопротивление «кристалл-корпус» (R_{jc}) — $2,5$ °C/Bт;
- тепловое сопротивление «корпус-радиатор» (R_{cs}) — $0,5$ °C/Bт;
- тепловое сопротивление «кристалл-среда» (R_{ja}) — 62 °C/Bт;
- сопротивление в открытом состоянии (R_{DS}^{on}) — 1,8 Ом;
- общий заряд затвора (Q_g) — 20 нКул;
- емкость «затвор-сток» (C_{rss}) — 47 пФ.

Проверяем необходимость снаббера:

$$t_{\text{вкл}} = \frac{22 \cdot 20 \cdot 10^{-9}}{15} = 29 \text{ нсек.}$$

$$30 C_{\text{rss}} R_s = 30 \cdot 47 \cdot 10^{-12} \cdot 22 = 31 \text{ нсек.}$$

Конечно, условие отсутствия защелкивания практически выполняется, но мы находимся уже на грани опасного режима. Поэтому, вводя снаббер, мы просто удваиваем время коммутации и тем самым гарантированно обезопасим себя от неприятностей.

Дроссель электронного балласта выполнен на Ш-образном магнитопроводе из феррита 2500НМС1 Ш5х5 с зазором 0,2 мм (необходимо подложить прокладки толщиной 0,1 мм под рабочие поверхности по-

ловинок магнитопровода). Обмотка — 100 витков провода ПЭВ-2 диаметром 0,2 мм. Балласт собран на печатной плате из фольгированного стеклотекстолита и помещен в алюминиевый экранирующий кожух. Печатная плата изображена на рис. 15.20, а сборочный чертеж — на рис. 15.21.

Примером электронного балласта с активной коррекцией коэффициента мощности для лампы мощностью 40 Вт может служить схема, приведенная на рис. 15.16.

Рассмотрим режимы работы и защитные функции микросхемы балластов нового поколения IR2157. Типовая схема ее включения изображена на рис. 15.17. Рабочая частота генератора задается элементами R_{DT} , C_T . При включении питающего напряжения микросхема начинает отработку режима запуска. Питающее напряжение подается на вывод V_{CC} через токоограничительный резистор R_{SUPPLY} . Порог срабатывания по этому выводу — 11,4 В. Пока напряжение на этом выводе не превысит порог, работа задающего генератора будет блокирована. При превышении порога осуществляется запуск задающего генератора, осуществляющего коммутацию силовых ключей. Частота генератора в режиме пуска определяется сопротивлением резисторов R_{PH} , R_{START} , R_T , R_{DT} , а также емкостью конденсаторов C_{START} , C_T . Частота генератора задается таким образом, чтобы поджиг лампы не происходил, пока не прогреются ее электроды. Стартовая частота — высокая, и она уменьшается по мере заряда конденсатора C_{START} до частоты подогрева. Как только потенциал на этом конденсаторе достигает 2 В, включается режим подогрева электродов.

В режиме подогрева частота задающего генератора определяется номиналами резисторов R_{PH} (резистор установки режима подогрева), R_T , R_{DT} , а также емкостью конденсатора C_T . Частота подогрева должна быть выбрана таким образом, чтобы обеспечить оптимальное соотношение сопротивлений холодной и разогретой нитей накала (типично 4,5:1). Время подогрева задается величиной конденсатора C_{PH} , который заряжается стабильным током 1 мА до напряжения 4 В.

В момент окончания режима подогрева встроенный ключевой транзистор, подключенный к выводу R_{PH} , выключается и напряжение на этом входе нарастает от нуля до напряжения на входе R_T . Микросхема переходит в режим управляемого поджига. Во время режима поджига частота управления генератора постепенно падает до ми-

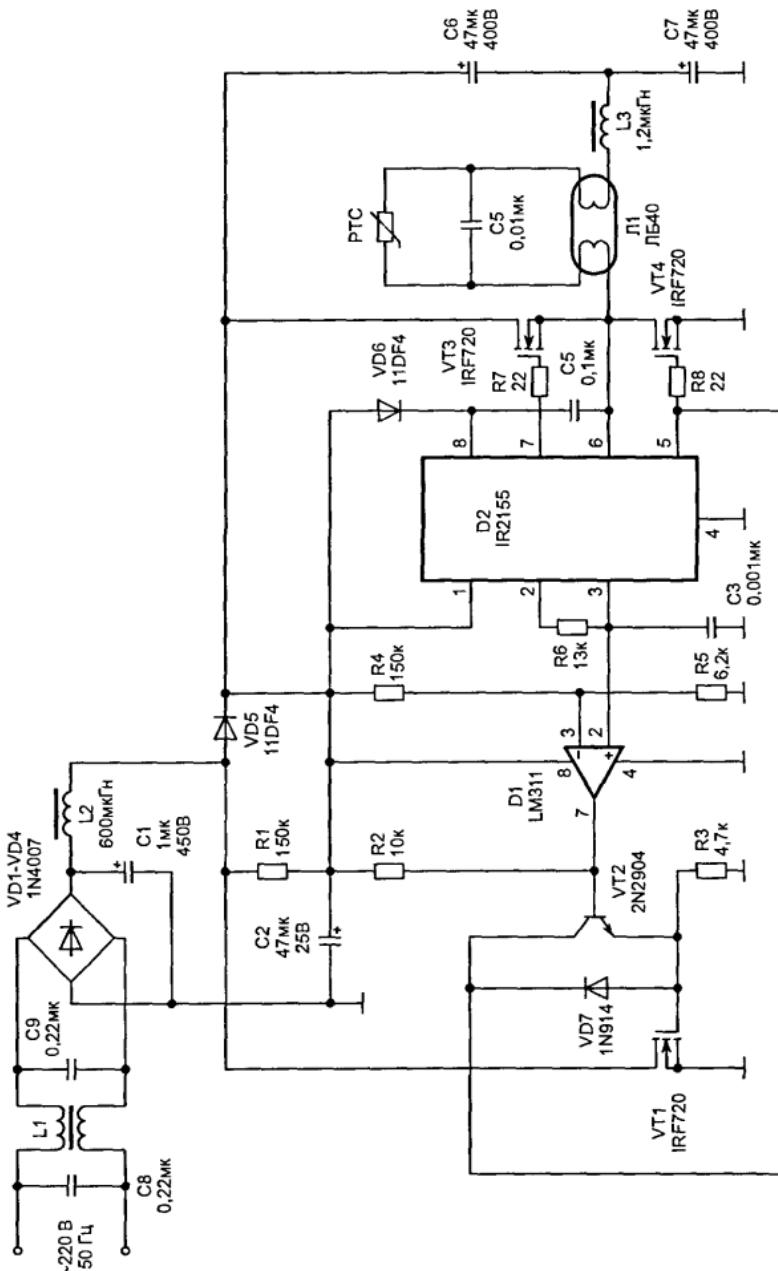


Рис. 15.16. Схема электронного балласта с коррекцией коэффициента мощности

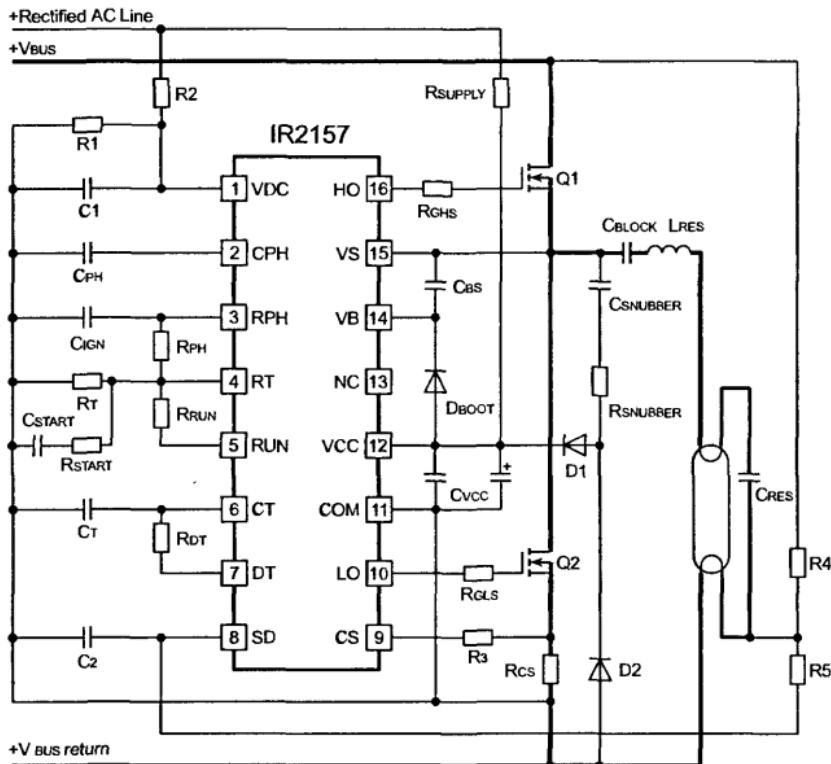


Рис. 15.17. Типовая схема включения драйвера IR2157

нимально допустимой величины. Скорость падения частоты задается постоянной времени цепи $C_{IGN}R_{PH}$. Однако напряжение на конденсаторе C_{PH} продолжает нарастать, и при 5,15 В микросхема переходит в рабочий режим. Частота генератора в этом режиме определяется со- противлением резисторов R_{PH} и R_{RUN} , емкостью конденсатора C_T .

При понижении напряжения питания происходит выключение задающего генератора. При повышении напряжения питания происходит повторный запуск в соответствии с рассмотренной выше схемой.

Очень часто при ремонте осветительного оборудования в больших помещениях некоторые плафоны остаются с отсутствующими лампами. Для контроля наличия лампы предусматривается вход SD, подключаемый к делителю R_4-R_5 . При превышении напряжения на этом входе 2 В задающий генератор отключается.

Для контроля тока, протекающего через транзисторы полумоста, введен датчик тока R_{Cs} , сигнал с которого через резистор R_3 поступает на вход контроля CS . Необходимость в этой функции возникает при отсутствии поджига, перегрузке по току, отсутствии нагрузки и работе ниже частоты резонанса. В любом случае задающий генератор микросхемы отключается.

Наконец, последний пример электронного балласта — это гибридная микросхема IR51H420, в которую встроены силовые транзисторы. На ее базе можно строить сверхминиатюрные балласты. Пример такого балласта приведен на рис. 15.18. Диоды VD_6 , VD_7 включены встречно-параллельно для получения нулевого тока при возникновении последовательного резонанса. Данная мера предпринята для синхронизации задающего генератора и резонансной цепи с целью полу-

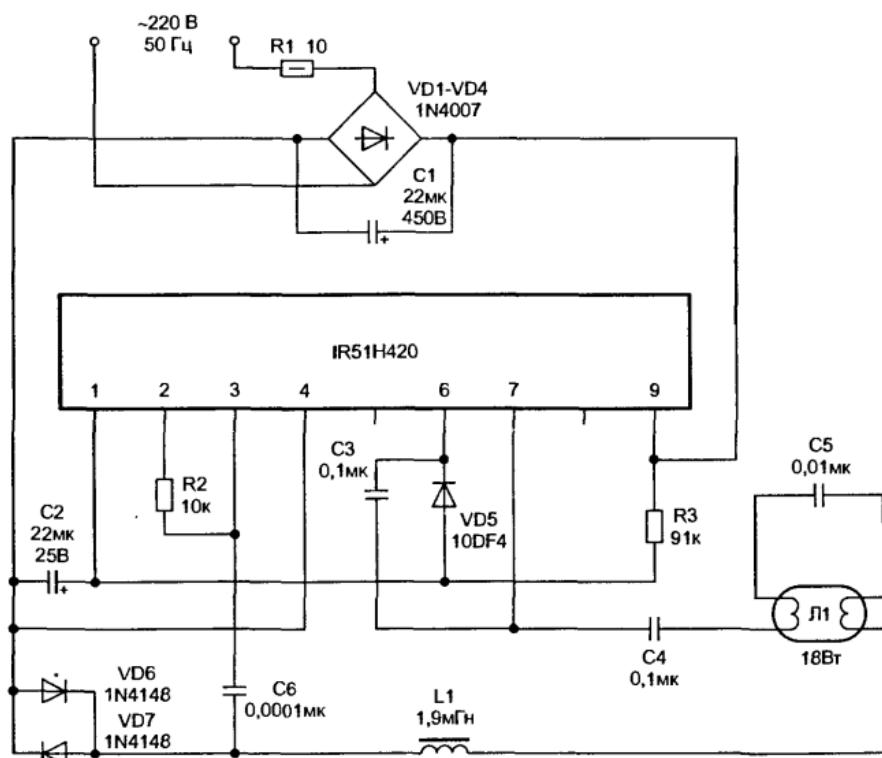


Рис. 15.18. Схема миниатюрного электронного балласта на базе микросхемы IR51H420

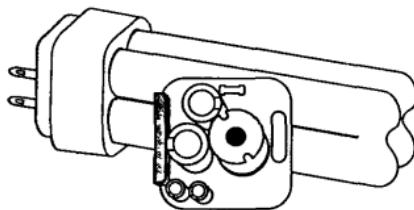


Рис. 15.19. Внешний вид миниатюрного электронного балласта

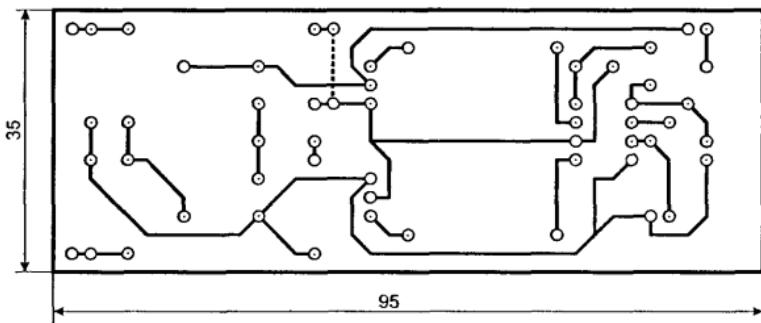


Рис. 15.20. Печатная плата экспериментального балласта на базе IR2151

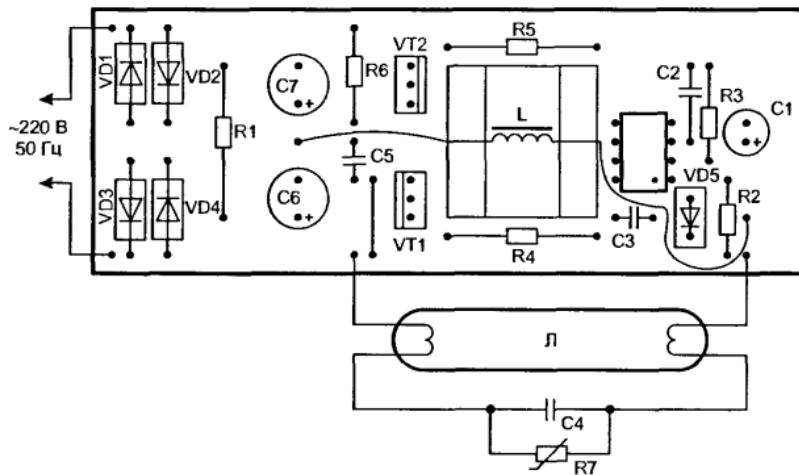


Рис. 15.21. Сборочный чертеж платы экспериментального балласта

чения более надежного запуска. Как пишут разработчики этой схемы, синхронизация необходима при питании от сети переменного тока напряжением 110 В. При питании лампы от сети 220 В эти диоды можно исключить. Также на схеме отсутствует снаббер, поскольку фирма гарантирует отсутствие защелкивания микросхемы управления. Указанные в схеме номиналы рассчитаны на использование лампы мощностью 18 Вт. На фото (рис. 15.19) показан внешний вид миниатюрного балласта, встраиваемого непосредственно в цоколь лампы дневного света.

16. «Экскурсия на фабрику»

Примеры серийных промышленных моделей импульсных источников питания

...Спасибо, что прислали ссылку на сайт. Я скачал всю информацию по буржуйским блокам питания. Да, эти ребята знают, что делают.

Из переписки

Этот раздел является логическим завершением нашей книги. Знакомство с ним будет особенно полезно для начинающих разработчиков, кто решил связать с силовой техникой свою жизнь. Инженерный профессионализм сегодня заключается не столько в разработке конструкций, которые выполняют возложенные на них электрические функции. Рыночные отношения предполагают возможность выбора из массы предлагаемых изделий наиболее подходящих. И порой оценка потребителя строится не только на критериях надежности, но еще и по цене, габаритам, наличию сервисных функций, удобству размещения в аппаратуре и внешней эстетике. Едва ли кто захочет купить в одной фирме хороший, но дорогой и громоздкий источник питания, когда работающая в том же городе другая фирма обеспечивает такие же характеристики в меньших габаритах, да и дешевле.

Анализ, проведенный автором в области импульсной техники электропитания, производимой отечественными и зарубежными фирмами, показал, что существует некоторый неписанный, но устоявшийся стандарт конструкций, при соблюдении которого фирма имеет шанс на стабильность и даже процветание. Общая же тенденция направлена на снижение габаритов и повышение мощностных характеристик в уже разработанных конструкциях.

Можно составить достаточно длинный список отечественных и зарубежных фирм, занимающихся разработкой и производством хороших источников питания: At&t, Astec, Power-one, Artesyn, Ericsson, Interpoint, Lambda electronics, Traco power, Александр-Электрик, Авионика-Вист и др. Их продукция похожа по своим основным тех-

ническим характеристикам. Есть, конечно, и отличия, но в рамках этой книги нет возможности подробно анализировать всю гамму продукции. Поэтому в качестве характерного примера, позволяющего начинаяющему разработчику составить общее впечатление о том, к чему необходимо стремиться, приведем некоторые изделия немецкой фирмы Artesyn.

Серия ESPM-75

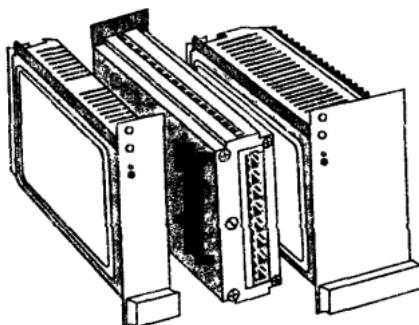


Рис. 16.1. Серия ESPM-75

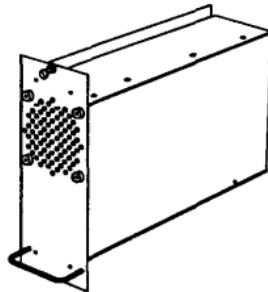
- гальваническая развязка входных и выходных цепей;
- вход по постоянному и переменному току;
- защита от перенапряжений по входу;
- задержка включения 15 мсек;
- защита от перенапряжения на выходе;
- защита от перегрева;
- возможность внешнего управления (уровень TTL);
- возможность внешней синхронизации задающего генератора;
- частота преобразования — 90 кГц;
- рабочая температура — -25...+70 °C;
- температура хранения — -40...+85 °C;
- масса — до 0,45 кг;
- нестабильность выходного напряжения — 0,2%;
- время нарастания выходного напряжения — 0,5 мсек;
- подстройка выходного напряжения;
- габаритные размеры (длина × ширина × высота), мм — 160×30...55×240.

Таблица 16.1. Некоторые представители номенклатуры

Источник	Потребляемая мощность статика / динамика	Выходное напряжение, В / ток, А
ESPM-81515	75 / 75	5 / 15
ESPM-81156	75 / 85	12...15 / 6,2...5
ESPM-81243	75 / 90	24...28 / 3

Таблица 16.2. Исполнения по напряжению питания

Индекс	Выходное напряжение, В	Нестабильность выходного напряжения, %
/X	~115 / 220	-20 / +15
/DC2	=24	-20 / +25
/DC3	=48	-20 / +25
/DC3A	=60	-20 / +25
/DC4	=110	-20 / +25

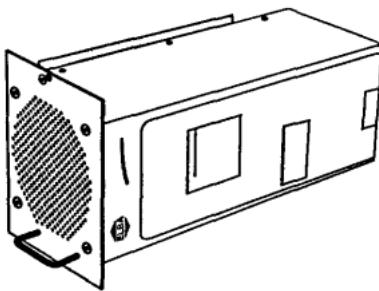
Серия ESMP/PF-750**Рис. 16.2. Серия ESMP/PF-750**

- диапазон входного напряжения — 88...264 В;
- коррекция коэффициента мощности — 0,98;
- возможность параллельного соединения (N+1);
- возможность поставки с плюсовым или минусовым общим проводом, а также двуполярным выходным напряжением;
- защита от перегрузки по питанию;

- дистанционное управление (TTL);
- рабочая температура — $-25\dots+70\text{ }^{\circ}\text{C}$;
- температура хранения — $-40\dots+85\text{ }^{\circ}\text{C}$;
- время нарастания выходного напряжения — 0,5 мсек;
- частота преобразования — 90 кГц;
- масса — 2 кг;
- габаритные размеры, мм — $240\times73\times150$.

Таблица 16.3. Номенклатура источников

Название	Мощность, Вт	Выходное напряжение, В	Выходной ток, А
ESMP/PF-7512	750	12...15	50
ESMP/PF-7524	750	24...28	30
ESMP/PF-7548	750	48...56	15

Серия EUSBC**Рис. 16.3. Серия EUSBC**

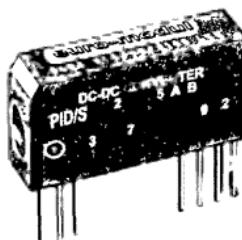
- однофазное или трехфазное питание;
- вентилятор охлаждения с контролем скорости вращения;
- коррекция коэффициента мощности — 0,98;
- нестабильность выходного напряжения — 0,2%;
- рабочая температура — $-25\dots+70\text{ }^{\circ}\text{C}$;
- время нарастания выходного напряжения — 0,8 мсек;
- рабочая частота — 90 кГц;
- масса — 3,5 кг;
- габаритные размеры, мм — $340\times190\times150$.

Таблица 16.4. Номенклатура источников

Наименование	Мощность, Вт	Выходное напряжение, В	Выходной ток, А
EUSBC-2445	1500	24...48	45
EUSBC-2470	1800	24...28	65
EUSBC-4840	2000	48...56	40

Таблица 16.5. Исполнения по напряжению питания

Исполнение	Входное напряжение, В	Нестабильность входного напряжения, %
/X	=230	-20 / +15
/Y	=115	-20 / +15
/TP2	~220 трехфазное	-15 / +15
/TP3	~400 трехфазное	-15 / +15

Серия PID/S**Рис. 16.4. Серия PID/S**

- частота преобразования — 40 кГц;
- напряжение изоляции первичной и вторичной цепей — 500 В;
- эпоксидно-резиновая заливка;
- защита от перегрузок;
- отсутствие защиты от входной переполюсовки;
- технологический разброс выходного напряжения — $\pm 5\%$;
- мощность — 1,2 Вт;
- нестабильность выходного напряжения — $\pm 0,2\%$;
- рабочая температура — 0...70 °C;

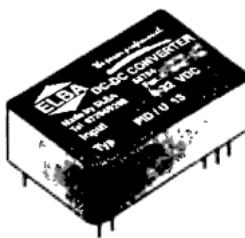
- переходная емкость между первичной и вторичной цепями — 20 пФ;
- масса — 12 гр;
- габаритные размеры, мм — 32×9×14.

Таблица 16.6. Номенклатура источников

Название	Выходное напряжение, В / ток, мА
PID/S-13	5 / 150
PID/S-12	12 / 85
PID/S-15	15 / 65
PID/S-22	±12 / 50
PID/S-25	±15 / 40

Таблица 16.7. Исполнения

Исполнение	Напряжение питания, В	Нестабильность вх. напряжения, %	Ток защиты, А
/A	5	-5 / +10	500
/B	12	-10 / +10	200
/C	24	-10 / +10	100

Серия PID/U**Рис. 16.5. Серия PID/U**

- КПД до 85%;
- расширенный диапазон питающих напряжений;
- отсутствие гальванической развязки входа и выхода (стабилизатор выполнен по чопперной схеме);
- защита от КЗ по выходу;

- технологический разброс выходного напряжения — $\pm 2\%$;
- нестабильность выходного напряжения — $\pm 0,2\%$;
- время установления выходного напряжения — 0,3 мсек;
- масса — 11 гр;
- габаритные размеры, мм — $32 \times 20 \times 10$.

Таблица 16.8. Номенклатура источников

Название	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В / ток, мА
PID/U-13	9...32	5 / 800
PID/U-12	18...32	12 / 500
PID/U-15	21...32	15 / 250

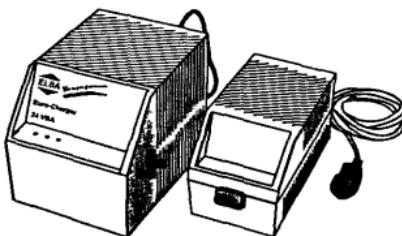
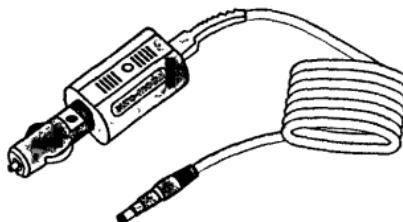
Серия DTS

Рис. 16.6. Серия DTS

- лучший вариант исполнения для внешнего питания;
- расширенный интервал напряжения питания;
- защита от перенапряжения;
- защита от КЗ в нагрузке;
- частота питающей сети — 47...63 Гц;
- рабочая температура — 0...+55 °C;
- входное напряжение — 88...264 В;
- технологический разброс выходного напряжения — $\pm 1\%$;
- нестабильность выходного напряжения — $< 1\%$;
- масса — 0,7 кг;
- габаритные размеры, мм — $165 \times 92 \times 48$.

Таблица 16.9. Номенклатура источников

Наименование	Мощность, Вт	Выходное напряжение, В / ток, А
DTS-55	30	5 / 6
DTS-123	42	12 / 3,5
DTS-153	45	15 / 3
DTS-242	48	24 / 2

Серия СА**Рис. 16.7. Серия СА**

- предназначается для питания от автомобильной сети мобильных телефонов, ноутбуков, мобильных факсов и т.д.;
- гальваническая изоляция входа от выхода;
- светодиодный индикатор наличия выходного напряжения;
- технологический разброс выходного напряжения — $\pm 2\%$;
- КПД — 80%;
- входное напряжение — 9...18 В;
- нестабильность выходного напряжения — < 5%;
- время установления выходного напряжения — 0,5 мсек;
- рабочая температура — 0...+50 °C;
- температура хранения — -25...+85 °C;
- напряжение изоляции — 2500 В;
- масса — 200 гр;
- габаритные размеры (длина × диаметр), мм — 125×39.

Таблица 16.10. Номенклатура источников

Наименование	Мощность, Вт	Выходное напряжение, В / ток, А
CAG-5	5	5 / 1
CAG-12	6	12...15 / 0,4
CAG-24	7	24...28 / 0,25

Заключение

...Знаешь, я все-таки решил продолжить эксперименты. Хочется доделать этот злополучный сварочный. Если что, совета спрошу. А выйдет твоя книга, я ее обязательно куплю, пригодится...

Из переписки

Литература

- [1] Русин Ю. С., Гликман И. Я., Горский А. Н. «Электромагнитные элементы радиоэлектронной аппаратуры» М: Радио и связь, 1991 г.
- [2] «Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры»/ Под ред. Г. С. Найвельта. М: Радио и связь, 1985 г.
- [3] AN-1520 «HTDMOSTIM Power MOSFETs Excel in Synchronous Rectifier Application» Motorola application notes, 1994г.
- [4] Иванов В., Панфилов Д. «Микросхемы управления импульсными стабилизаторами фирмы Motorola»// Журнал «Chip news», 1998 г., 1.
- [5] Байтурсынов В., Иванов В., Панфилов Д. «Повышение КПД понижающих конверторов при синхронном выпрямлении»// Журнал «Chip news», 1999 г., 12.
- [6] «Микросхемы для современных импульсных источников питания»/ Под ред. Э. Е. Тагворяна, М. М. Степанова. М: Додэка, 1999 г.
- [7] Иванов-Цыганов А. И. «Электропреобразовательные устройства РЭС». М: Высшая школа, 1991 г
- [8] Evaluation Kit Manual Follows Data Sheet «1-cell to 3-cell, high-power (1,5 A), low-noise, step-up DC-DC converter MAX1703» 19-1336 Rev2, 11.98.
- [9] «Источники вторичного электропитания»/ Под ред. Ю. И. Конева. М: Радио и связь, 1983 г.
- [10] Вдовин С. С. «Проектирование импульсных трансформаторов»/ 2-е изд. Л: Энергоатомиздат, 1991 г.
- [11] Хоровиц П., Хилл У. «Искусство схемотехники». М: Мир, 1998 г.
- [13] Савельев И. В. «Курс общей физики»// том 2, «Электричество и магнетизм». М: Наука, 1988 г.
- [14] Куневич А. В., Сидоров И. Н. «Индуктивные элементы на ферритах». СПб: Лениздат, 1997 г.
- [15] Злобин В. А., Муромкина Т. С. Изделия из ферритов и магнитодиэлектриков // Справочник. М: Сов. Радио, 1972 г.

- [16] Михайлова М. М., Филиппов В. В: «Магнитомягкие ферриты для радиоэлектронной аппаратуры»// Справочник. М: Радио и связь, 1983 г.
- [17] Сидоров И. Н., Скорняков С. В. «Трансформаторы бытовой радиоэлектронной аппаратуры». М: «Радио и связь», 1994 г.
- [18] Каталог изделий завода «Ферроприбор» (ОАО «Нева-феррит»). Санкт-Петербург, 1999 г.
- [19] Яворский Б. М., Детлаф А. А. «Справочник по физике». Издание 7-е. М: Наука, 1979 г.
- [20] Прянишников В. А. «Электроника. Курс лекций». СПб: «Корона», 1998 г.
- [21] Алексанян А. А. и др. «Мощные транзисторные устройства повышенной частоты». Л: «Энергоатомиздат», 1988 г.
- [22] Колпаков А. И. «В лабиринте силовой электроники» СПб: Изд-во Буковского, 2000 г.
- [23] «Силовые полупроводниковые приборы International Rectifier»/ Под ред. В. В. Токарева. Воронеж: АО «ТранЭлектрик», 1995 г.
- [24] Окснер Э. С. «Мощные полевые транзисторы и их применение». М: Радио и связь, 1985 г.
- [25] Datasheet 19-0107 9/95 MAXIM «5A/2A step-down, PWM, switch-mode DC-DC regulators».
- [26] Верховцев О. Г., Лютов К. П. «Практические советы мастеру-любителю. Электротехника, электроника, материалы и их обработка». Л: Энергоатомиздат, 1988 г.
- [27] Никитин Н. Н. «Курс теоретической механики. Динамика сплошной среды». М: Высшая школа, 1990 г.
- [28] Кошкин Н. И., Ширкевич М. Г. «Справочник по элементарной физике». М: Наука, 1988 г.
- [29] Гусак А. А. и др. «Справочник по высшей математике», Минск: Тетрасистемс, 1999 г.
- [30] Фомичев Ю., Лукин Н. «Источники питания современных телевизоров». СПб.: НИЦ «Наука и техника», 1997 г.
- [31] «Полупроводниковые приборы. Диоды. Стабилитроны. Тиристоры»/ Под ред. А. В. Гломедова. М: Радио и связь, 1989 г.
- [32] Дьяконов В. П. «Справочник по расчетам на микрокалькуляторе». М: Наука, 1986 г.

- [33] Березин О. К., Костикин В. Г., Шахнов В. А. «Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры». М: «Три Л — Горячая линия — Телеком», 2000 г.
- [34] «TOP221-227 Top Swith Family Three-terminal off-line PWM Swith» Power Integration, April, 1997.
- [35] «Power factor correction» Using Top Swith Design Note DN-7 December, 1995. Power Integration Inc 477N N.Mathilda Avenue, Sunnyvale, CA94086.
- [36] «Design Tip DT-94-3B» International Rectifier, 1994.
- [37] «Design Tip DT-94-9» International Rectifier, 1994.
- [38] «Design Tip DT-94-10» International Rectifier, 1994.
- [39] «Design Tip DT-95-3» International Rectifier, 1995.
- [40] «Application Notes AN-973» International Rectifier, 1995.
- [41] «Application Notes AN-995» International Rectifier, 1995.
- [42] «Application Notes AN-988» International Rectifier, 1995.
- [43] «Design Tip DT-98» International Rectifier, 1998.
- [44] «Design Tip DT-98-2» International Rectifier, 1998.
- [45] Поляков В., Барышников А., Панфилов Д., Поляков Ю. «Высоковольтные ИС для управления электронным балластом люминесцентных ламп». Статья получена с www.gaw.ru.
- [46] «Новая серия микросхем драйверов компании International Rectifier для электронных балластов». Статья получена с www.gaw.ru.
- [47] Поляков В., Барышников А. «Специализированные микросхемы для электронных балластов». Статья получена с www.gaw.ru.
- [48] Русак А. «Балласт балласту — рознь»// Статья. ООО «Петроинтрайд».
- [49] «Reference Design Data Sheet Compact ballast» IRLCFL1 International Rectifier, april, 1997.
- [50] «Reference Design Data Sheet Linear ballast» IRLLNR1 International Rectifier, august, 1997.
- [51] M.Jordan, J.A.O'Connor «Resonant fluorescent lamp converter provides efficient and compact solution». Unitrode Integrated Circuits U-141.
- [52] J.A.O'Connor «Dimmable cold-cathode fluorescent lamp ballast Design using the UC3871» Unitrode Integrated Circuits U-148.
- [53] «Application of the CA1524, CA2524 Series Pulse-Width Modulator Ics», April, 1994. AN6915.1.

- [54] Головков А. В., Любицкий В. Б. «Блоки питания для системных модулей типа IBM-PC XT/AT». М: 1995 г.
- [55] Авербух В. «Каналы с гальванической изоляцией для передачи аналоговых сигналов»// «Электронные компоненты», 1999 г, 5, С. 13—24.
- [56] «Miniature 15V input, 1W isolated unregulated DC/DC converters DCP0115 series» Burr-Brown corporation, 1997.
- [57] «High and Low side driver» Datasheet PD-6.030C International Rectifier.
- [58] «Электронные компоненты. Прайс-лист». Фирма «Платан», октябрь-ноябрь, 1999 г.
- [59] «Bootstrap Component Selection for Control Ics» Design Tip DT-98-2 International Rectifier.
- [60] Эраносян С. А. «Сетевые блоки питания с высокочастотными преобразователями». Л: Энергоатомиздат, 1991 г.
- [61] Бас А. А. и др. «Источники вторичного электропитания с бестрансформаторным входом». М: Радио и связь, 1987 г.
- [62] Поликарпов А. Г. «Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания». М: Радио и связь, 1989 г.
- [63] «Artesyn configurable power supply handbook» Edition1, 1999.
- [64] «AN4103 Monitor SMPS used SPS» Fairchild Semiconductor, november, 1999.
- [65] «High-speed CA single MOSFET Drivers MAX4420/MAX4429» 19-0039 Rev 0, 11.92.
- [66] «Programmable shunt regulator LM431 (TL431, KA431)» Fairchild Semiconductor, 1999.
- [67] «Optocoupler with phototransistor output 4N25/4N26/4N27/4N28» Vishay Telefunken, janvary, 1999.
- [68] Татур Т. А. «Основы теории электромагнитного поля»// Справочное пособие. М: Высшая школа, 1989 г.
- [69] Немцов М. В. «Справочник по расчету параметров катушек индуктивности». М: Энергоатомиздат, 1989 г.
- [70] Калантаров П. Л., Цейтлин Л. А. «Расчет индуктивностей»// Справочная книга. Л: Энергоатомиздат, 1986 г.
- [71] Равикович И. Д. «Техника безопасности в передвижных электроустановках». М: Энергия, 1976 г.

Содержание

От автора	3
1. «Что лучше — феррит или альсифер?» Магнитные материалы, используемые в импульсной технике, их основные свойства.	7
1.1. Основные характеристики магнитного поля	7
1.2. Вычисление поля в магнетиках	12
1.3. Ферромагнетики	13
1.4. Вихревые токи	18
1.5. Магнитные материалы, их классификация, свойства и выбор	19
2. «О холостом ходе, габаритной мощности и не только». Как работают высокочастотные дроссели и трансформаторы	27
2.1. Что такое магнитный поток?	27
2.2. Потери в магнитопроводе.	34
2.3. Реальность вносит корректизы	34
2.4. Как работает трансформатор	37
2.5. О габаритной мощности и КПД	43
3. «Зачем он нужен, этот зазор?» Остаточная индукция и методы ее снижения	47
3.1. Работа индуктивных элементов в условиях однополярных токов	47
3.2. Методы снижения остаточной индукции	50
4. «Старый добрый биполярный». Особенности работы биполярных транзисторов в ключевом режиме	53
4.1. Основы основ	53
4.2. Параллельное включение транзисторов	59
4.3. Так ли хорош составной транзистор?.	61
4.4. Предельные режимы работы транзистора	62
5. «Когда напряжение лучше, чем ток». Мощные полевые транзисторы MOSFET и их использование в импульсной технике	64
5.1. Преимущества и недостатки полевых транзисторов	64

5.2. Паразитные емкости и их влияние	68
5.3. Как оценить тепловой режим полевого транзистора	76
5.4. Что такое тепловое сопротивление	78
5.5. Параллельное включение MOSFET	84
5.6. Работа полевого транзистора на нагрузку	86
5.7. Полевые транзисторы с датчиком тока	93
5.8. Основные параметры некоторых транзисторов MOSFET	94
5.9. Интеллектуальные MOSFET	95
5.10. Перспективы отечественного производства	96
6. «Почти биполярный, почти полевой». Биполярный транзистор с изолированным затвором (IGBT)	99
6.1. Принцип IGBT	99
6.2. Правильное использование справочных данных	105
6.3. О параллельной работе IGBT	113
7. Об основах тепловых расчетов	115
8. «Одножильный — хорошо, многожильный — лучше!» Скин-эффект и его влияние на потери мощности в обмотках индуктивных элементов.	122
9. «Этот чудесный чоппер»	126
9.1. Что такое чопперная схема	126
9.2. Расчет чопперной схемы	130
9.3. TRANSIL — новый способ защиты от перенапряжений	141
9.4. «Подводные камни» коммутационных процессов	145
9.5. Проектирование дросселя для чопперной схемы	150
9.6. От теории — к практике	155
10. «С повышением». Бустерная схема и основы ее проектирования	167
10.1. Что такое бустерная схема	167
10.2. Определение параметров бустерной схемы	172
10.3. Чем отличается реальная схема от идеальной	177
10.4. Синхронное выпрямление — путь к повышению КПД	179
10.5. Проектирование дросселя для бустерной схемы	186
10.6. От теории — к практике	192
11. «Ниже нуля». Немного об инвертирующей схеме.	202

12. «Экономия, экономия и еще раз — экономия».	
Импульсные корректоры коэффициента мощности	206
13. «Фли-бак». Обратноходовой преобразователь напряжения.	216
13.1. Принцип работы	216
13.2. Выбор режима работы фли-бак конвертора	224
13.3. Проектирование трансформатора для фли-бак конвертора .	226
13.4. Защита силового транзистора от потенциального пробоя. .	227
13.5. От теории — к практике	231
14. «Электронный Тянитолкай». Двухтактные схемы	
и основы их расчета	250
14.1. Пуш-пульная двухфазная схема	251
14.2. Полумостовая (half-bridge) и мостовая (full-bridge)	
схемы	266
14.3. Проблема управления мощными транзисторами	
в двухтактных источниках питания и новые	
методы ее решения	272
14.4. От теории — к практике	279
15. «Балласт, с которым не утонешь». Новые методы	
управления люминесцентными осветительными лампами .	291
16. «Экскурсия на фабрику». Примеры серийных	
промышленных моделей импульсных источников питания .	312
Заключение	320
Литература	321

ISBN 5-93455-089-6



9 785934 550890

ООО Издательство «СОЛОН-Р»

ЛР № 066584 от 14.05.99

Москва, ул. Тверская, д. 10, стр. 1, ком. 522
Формат 60×88/16. Объем 21 п. л. Тираж 10000

ООО “ПАНДОРА-1”

Москва, Открытое ш., 28

Заказ № 72