
Марти Браун

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

РАСЧЕТ И КОНСТРУИРОВАНИЕ

Перевод с английского:
канд. техн. наук С. Л. Попов

“МК-Пресс”
Киев, 2007

ББК 31.264.5

Б 87

УДК 621.314

Браун М.

Б87 Источники питания. Расчет и конструирование.: Пер. с англ. — К.: “МК-Пресс”, 2007. — 288 с., ил.

ISBN 966–8806-01-8 (рус.)

В книге поэтапно показано проектирование широкого набора источников питания. С ее помощью каждый, кто обладает базовыми познаниями в области электроники, сможет проектировать и создавать сложные источники питания. Кроме общих промышленных подходов к конструированию, системно представлено проектирование линейных, импульсных и квазирезонансных источников питания. Сложные вопросы, наподобие магнетизма и контроля электромагнитных помех, разъясняются простым и доступным языком.

Издание является практическим пособием, организованное таким образом, чтобы как опытные, так и начинающие разработчики могли быстро найти и применить требуемую им информацию. В книгу включена информация о проектировании выходных каскадов, о выборе ИС контроллера и других функциях, имеющих отношение к источникам питания: управление импульсными источниками питания, потеря электрического сигнала, отключение внешнего напряжения и др. Кроме того, рассмотрены методики формирования сигналов, уменьшения основной потери, демпферы и квазирезонансные преобразователи.

ББК 31.264.5

Главный редактор: Ю. А. Шпак
Научный редактор: Ю. А. Шпак
Литературный редактор: А. В. Горская
Технический редактор: А. Л. Попов

Подписано в печать 01.12.2006. Формат 70 × 100 1/16.
Бумага офсетная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 23.3. Уч.-изл. л. 19.8.
Тираж 3000 экз. Заказ № 6-2077

ЧП Савченко Л.А., Украина, г.Киев, тел./ф.: (044) 517-73-77; e-mail: info@mk-press.com.
Свидетельство о внесении субъекта издательского дела в Государственный реестр издателей, производителей и распространителей издательской продукции: серия ДК №51582 от 28.11.2003г.

Отпечатано в ЗАО "ВИПОЛ". 03151, г.Киев, ул. Волынская, 60

Никакая часть настоящего издания ни в каких целях не может быть воспроизведена в какой бы то ни было форме и какими бы то ни было средствами, будь то электронные или механические, включая фотокопирование и запись на магнитный носитель, если на это нет письменного разрешения издательства Elsevier Science.

Authorized translation from the English language edition published by Elsevier Science, Copyright © 2001.

All rights reserved. No part of this publication may be reproduced, stored in a retrieval system, or transmitted in any form or by any means, electronic, mechanical, photocopying, recording, or otherwise, without prior written permission of the publisher.

Russian language edition published by MK-Press according to the Agreement with Elsevier Science, Copyright © 2007.

ISBN 966–8806-01-8 (рус.)
ISBN 0-7506-7329-X (англ.)

© “МК-Пресс”, 2007
© Elsevier Science, 2001

Содержание

Предисловие переводчика.....	9
Предисловие автора	10
Введение.....	11
<i>Метод организации этой “поваренной книги”</i>	11
1. Роль источников питания в системных и конструкторских программах .	13
1.1. Подготовка к работе. Все начинается с первого вопроса	13
1.2. Структура системы питания	14
1.3. Выбор подходящей технологии организации системы питания.....	15
1.4. Разработка проектной спецификации системы питания.....	17
1.5. Обобщенный подход к проектированию источников питания: введение в блок-схемный способ.....	20
1.6. Немного о программном обеспечении разработки источников питания .	22
1.7. Базовое оборудование для тестирования.....	22
2. Введение в теорию линейных стабилизаторов	24
2.1. Принцип работы линейного стабилизатора	24
2.2. Важные характеристики линейного стабилизатора	26
2.3. Примеры проектов линейных источников питания	28
2.3.1. <i>Проекты элементарных дискретных линейных стабилизаторов</i>	28
2.3.2. <i>Базовые проекты трехполюсных стабилизаторов</i>	29
2.3.3. <i>Линейные стабилизаторы с незаземленным выходом</i>	33
3. Импульсные источники питания с широтно-импульсной модуляцией ..	35
3.1. Основы импульсных источников питания с ШИМ	35
3.1.1. <i>Прямоходовый преобразователь</i>	36
3.1.2. <i>Повышающий преобразователь</i>	38
3.2. Блок-схемный подход к разработке импульсных источников питания с ШИМ	40
3.3. Выбор топологии импульсного источника питания с ШИМ	42
3.4. Оценки “черного ящика” для импульсных источников питания.....	49
3.5. Проектирование магнитных элементов.....	51
3.5.1. <i>Обобщенный план проектирования магнитных элементов</i>	52
3.5.2. <i>Определение размеров магнитного сердечника</i>	52
3.5.3. <i>Проектирование прямоходового трансформатора</i>	54
3.5.4. <i>Проектирование обратноходового трансформатора</i>	57
3.5.5. <i>Проектирование дросселя прямоходового фильтра</i>	59
3.5.6. <i>Проектирование сдвоенного дросселя прямоходового фильтра со взаимной магнитной связью</i>	61
3.5.7. <i>Проектирование дросселя DC-фильтра</i>	62
3.5.8. <i>Трансформаторы управления базой и затвором</i>	64
3.5.9. <i>Методики намотки трансформаторов, работающих в импульсном режиме</i>	66
3.6. Проектирование выходных каскадов.....	72

3.6.1. <i>Пассивный выходной каскад</i>	73
3.6.2. <i>Активные выходные каскады (синхронные выпрямители)</i>	75
3.6.3. <i>Выходной фильтр</i>	76
3.7. Проектирование ключа и секции драйвера	78
3.7.1. <i>Схемы драйвера мощного биполярного транзистора</i>	79
3.7.2. <i>Ключ на мощном полевом МОП-транзисторе</i>	82
3.7.3. <i>Транзистор IGBT в качестве ключа</i>	86
3.8. Выбор микросхемы контроллера	86
3.8.1. <i>Краткий обзор схемы управления импульсными источниками питания</i>	87
3.8.2. <i>Выбор оптимального метода управления</i>	88
3.9. Проектирование цепи обратной связи по напряжению	92
3.10. Проектирование схемы запуска и смещения	97
3.11. Схемы защиты выходов	99
3.12. Проектирование секции входного выпрямителя/фильтра.....	104
3.13. Дополнительные функции, обычно ассоциируемые с источниками питания.....	108
3.13.1. <i>Синхронизация источника питания с внешним источником</i>	108
3.13.2. <i>Подавление низкого входного напряжения</i>	108
3.13.3. <i>Угроза потери питания</i>	109
3.13.4. <i>Отключение выходного напряжения</i>	109
3.14. Компоновка печатной платы	111
3.14.1. <i>Основные токовые петли</i>	112
3.14.2. <i>Заземление внутри импульсного источника питания</i>	114
3.14.3. <i>Узел переменного напряжения</i>	114
3.14.4. <i>Параллельное включение конденсаторов фильтра</i>	116
3.14.5. <i>Наилучший метод создания печатных плат для импульсных источников питания</i>	117
3.15. Примеры проектов импульсных источников питания с ШИМ.....	118
3.15.1. <i>Встроенный на плату понижающий преобразователь на 10 Вт</i> ..	118
3.15.2. <i>Недорогой обратноходовый преобразователь с ШИМ на 28 Вт</i> ..	124
3.15.3. <i>Универсальный обратноходовый преобразователь на 65 Вт с входом переменного тока и несколькими выходами</i>	132
3.15.4. <i>Автономный полумостовой преобразователь на 280 Вт</i>	140
4. Методики формирования сигналов для увеличения КПД импульсного источника питания	152
4.1. Основные потери внутри импульсного источника питания с ШИМ.....	152
4.1.1. <i>Обзор основных паразитных элементов внутри импульсного источника питания</i>	159
4.2. Методики уменьшения основных потерь.....	161
4.3. Демпферы	163
4.3.1. <i>Традиционный демпфер</i>	163
4.3.2. <i>Пассивный демпфер без потерь</i>	164
4.4. Активный фиксатор.....	166
4.5. Индукторы с насыщением для ограничения тока обратного восстановления выпрямителя	167
4.6. Квазирезонансные преобразователи	168
4.6.1. <i>Основы квазирезонансных преобразователей</i>	169
4.6.2. <i>Квазирезонансные топологии импульсных источников питания</i>	174

4.6.3. Проектирование резонансного колебательного контура	174
4.6.4. Полномостовые преобразователи с ШИМ и фазовой модуляцией.	180
4.7. Примеры проектов с большим КПД	180
4.7.1. Синхронный понижающий преобразователь на 10 Вт	181
4.7.2. Квазирезонансный обратногоходовой преобразователь с управлением по току и переключением при нулевом напряжении	189
4.7.3. Автономный квазирезонансный полумостовой преобразователь с ПНН.....	195
А. Термический анализ и проектирование.....	203
А.1. Разработка термической модели	203
А.2. Сборки на радиаторе (ТО-3, ТО-220, ТО-218 и т.д.)	205
А.3. Сборки без радиатора (свободностоящие).....	206
А.4. Диоды с радиальными выводами	206
А.5. Компоненты для поверхностного монтажа	207
А.6. Примеры некоторых термических приложений	208
А.6.1. Определение наименьшего радиатора (или максимально допустимого теплового сопротивления)	208
А.6.2. Определение максимальной мощности, которая может быть рассеяна трехконтактным стабилизатором при максимальной заданной температуре окружающей среды без радиатора	210
А.6.3. Определение температуры р-п-перехода выпрямителя при известной температуре вывода	210
Б. Компенсация контура обратной связи.....	212
Б.1. Характеристика Бодэ типичных цепей, используемых в импульсных источниках питания	212
Б.2. Определение характеристики разомкнутого контура импульсного источника питания	216
Б.2.1. Прямоходовый преобразователь с управлением по напряжению ...	217
Б.2.2. Характеристики “схема управления – выход” обратногоходового преобразователя с управлением по напряжению и прямоходового преобразователя с управлением по току.....	220
Б.3. Критерий устойчивости применительно к импульсным источникам питания.....	222
Б.4. Типичные схемы компенсации усилителя ошибки.....	223
Б.4.1. Компенсация с одним полюсом	224
Б.4.2. Однополюсная компенсация с внутриполосным ограничением усиления.....	227
Б.4.3. Компенсация с одним полюсом и одним “нулем”	229
Б.4.4. Компенсация с двумя полюсами и двумя нулями	232
В. Коррекция коэффициента мощности.....	236
В.1. Активная схема коррекции коэффициента мощности на 180 Вт с универсальным входом.....	241
Г. Магнетизм и магнитные компоненты	248
Г.1. Основы теории магнетизма применительно к импульсным источникам питания.....	248
Г.2. Выбор материала и типа сердечника	252

Д. Борьба с шумом и электромагнитными помехами	257
Д.1. Природа и источники электрического шума	257
Д.2. Типичные источники шума	260
Д.3. Проектирование корпуса	261
Д.4. Фильтры кондуктивных электромагнитных помех	261
Е. Прочая полезная информация.....	266
Е.1. Преобразования единиц измерения	266
Е.2. Провода	267
Англо-русский словарь терминов по электронике	270
A	270
B.....	270
C.....	271
D	272
E.....	272
F.....	272
G	273
H	273
I.....	273
J.....	274
L.....	274
M.....	274
N	275
O	275
P.....	275
Q	276
R.....	276
S.....	277
T.....	278
U	279
V	279
W	279
Z.....	279

Предисловие переводчика

Книга, которую Вы держите в руках, в оригинале называется “Power Supply Cookbook”, что в дословном переводе звучит как “Поваренная книга по источникам питания”. Этим автор, известный в США инженер-конструктор Марти Браун, подчеркивает тот факт, что в книге собраны почти все сведения, которые необходимы инженеру-проектировщику для разработки практически любых видов источников питания различных электронных систем, причем он может выбирать из нее лишь те сведения, которые ему в тот или иной момент необходимы. Таким образом, в зависимости от подготовки читателя — инженера или студента — и целей, которые он перед собой ставит, книгу можно читать чуть ли не с конца.

Вообще говоря, название “поваренная книга” формально неплохо подходит к слову “питание”, но мы решили дать переводу книги более серьезное название, поскольку в ней действительно рассматриваются достаточно серьезные и сложные вещи. Читая книгу, Вы почувствуете, что ее автор действительно владеет всеми средствами, необходимыми для разработки источников питания с требуемыми характеристиками, — от расчетно-теоретического аппарата до способов компоновки электрических схем печатных плат и конструирования отдельных ее элементов.

С другой стороны, книгу можно использовать не только в качестве практического руководства при проектировании того или иного источника питания, но и как учебное пособие при написании курсовых, дипломных или даже диссертационных работ. Таким образом, круг потенциальных читателей книги оказывается достаточно широким — от практических инженеров (проектировщиков, конструкторов) до студентов и аспирантов высших (а, может быть, и средних) технических учебных заведений.

Инженер-проектировщик, разработчик, конструктор... В контексте данной книги эти определения имеют один и тот же смысл, поэтому мы часто будем перемежать эти слова, удовлетворяя исключительно литературным требованиям русского языка.

Были оставлены без изменений оригинальные обозначения в формулах, в том числе их подстрочные индексы. Читателю будет полезно знать, как в зарубежной литературе обозначаются те или иные понятия и их физические характеристики. Кроме того, в конце книги размещен англо-русский словарь, содержащий перевод ключевых терминов, определений и аббревиатур, которые встречаются в этой книге. Словарь поможет читателю ориентироваться в терминологии, которая встречается в оригинальной литературе по данной тематике.

Эта книга станет неоценимым подспорьем в практических, учебных и научных разработках источников питания с самыми разнообразными свойствами и характеристиками.

Предисловие автора

Эта книга написана практическим инженером-разработчиком для таких же практических инженеров. На протяжении многих лет проектирования источников питания наряду с другими различными электронными системами, начиная от промышленных систем управления и заканчивая спутниковыми системами, я глубоко проник в сущность процесса разработки на системном уровне и всего того, что с этим связано. При этом я использовал многие из наработанных подходов и методов, а также включил вопросы, которые, не имея непосредственной связи с темой проектирования источников питания, тем не менее влияют на окончательный проект.

Это издание было составлено в соответствии с последними достижениями в области эффективных силовых преобразователей. Использование новых технологий позволяет достигнуть КПД преобразования от 80 до 95 процентов. Мы обсудим главные потери в импульсных источниках питания и современные методы их снижения. Такие методы включают синхронное выпрямление, демпферы без потерь и активные фиксаторы.

Эта книга рассчитана как на начинающего, так и на опытного инженера. Информация в книге организована таким образом, что читатель может изучать материал, соответствующий той глубине знаний, которую он желает приобрести. Поскольку практические проекты весьма разнообразны, типичные источники питания могут быть разработаны схематически менее чем за 8 часов, что может на целые недели сократить предполагаемый период проектирования.

Целью этой книги не является штурм академических бастионов, но в ней содержатся описания хорошо проверенных конструкторских подходов, реализованных множеством опытных инженеров, работающих в области организации питания электронных систем. Здесь вы найдете советы и примеры, которые можете немедленно применить в собственных проектах.

Введение

Эта книга может стать неоценимым помощником для инженеров, которые желают лучше понять работу источников питания с целью более эффективной реализации доступных инструментов систем автоматизированного проектирования (computer-aided design, CAD). Широкая реализация и успех применения инструментов CAD наряду с интернационализацией конструкторских ресурсов привели к конкуренции, которая сократила цикл разработки типичных продуктов от более года до менее месяца. В результате инженеру-проектировщику важно локализовать и применить лишь нужную часть информации без длительного периода обучения.

Эта книга организована во многом уникальным образом и может помочь существенно сократить время, необходимое для проектирования источников питания. Здесь в доступной форме представлены описания работы систем питания вместе с общепризнанными подходами к формированию электрических схем. Книга призвана помочь каждому читателю обрести практические познания в электронике, чтобы в дальнейшем быстро проектировать очень сложные импульсные источники питания.

Концепция этой книги родилась после длительной работы с инженерами-проектировщиками, с которыми обсуждались многие проекты различных источников питания.

Метод организации этой “поваренной книги”

Данная книга, как и поваренные книги для домохозяек, организована по принципу “прочитал — сделал”. Такой формат должен помочь читателю быстро отыскать нужный раздел по проектированию источника питания, вместо того чтобы читать всю книгу с начала до конца. Кроме того, текст расположен в той последовательности, которой обычно придерживаются бывалые разработчики источников питания при практическом проектировании. Разделы, посвященные разработке схем, поданы таким образом, чтобы обеспечить читателя информацией, необходимой для понимания последующих аналогичных разделов. Более сложные конструкторские аспекты, такие как магнетики и контуры обратной связи, рассматриваются шаг за шагом, что поможет проектировщику избежать возможных ошибок.

Результаты расчетов в этой книге ведут к консервативному (“без лишнего риска”) проектированию. Эти результаты являются лишь “расчетными оценками”, которые так или иначе могут быть подкорректированы для улучшения рабочих характеристик или физических свойств источника питания. Такие компромиссные решения обсуждаются в тексте соответствующих разделов книги.

Для получения наилучшего результата читатель впервые работающий с книгой, должен придерживаться такой последовательности работы.

1. Прочитайте главу 1, посвященную роли источников питания в системной и конструкторской программах. Эта глава поможет вам понять роль источника питания внутри некоторой общей системы и раскроет понятие его проектной спецификации.
2. Прочитайте вводные разделы о типе источника питания, который собираетесь разрабатывать (линейный, импульсный с широтно-импульсной модуляцией или с высоким КПД).

3. Следуйте порядку проектирования, отраженному в общей “блок-схеме”, и обращайтесь к соответствующим разделам в книге. В каждом разделе найдите необходимую информацию о функционировании соответствующих подсхем. Затем из общих промышленных конструкторских подходов выберите проектную реализацию, которая наилучшим образом удовлетворяет вашим требованиям.
4. Рассчитайте необходимые величины и номиналы для компонентов источника по конструкторским уравнениям, используя конкретный набор условий эксплуатации.
5. “Вставьте” полученную подсхему в свою главную электрическую схему и приступите к следующей подсхеме, которую следует спроектировать.
6. По окончании “бумажного проектирования” (что займет примерно 8–12 часов) прочитайте раздел по компоновке печатной платы и начинайте разрабатывать ее первый опытный образец.
7. Отладьте и протестируйте опытный образец печатной платы.
8. Подытожьте физическую и электрическую части проекта в порядке его подготовки к производству.

Приложения к основному тексту книги предоставляют информацию из технических областей, общих для различных технологий источников питания. В них также представлены данные для тех проектировщиков, которые желают более глубоко освоить рассматриваемые темы. Материал по проектированию импульсных источников питания с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) можно использовать для проектирования всех типов импульсных источников. В главе 4 описано, как в дальнейшем можно увеличить общий коэффициент полезного действия (КПД) спроектированного источника питания.

Короче говоря, читатель убедится, что эта книга написана для практически творчески работающих инженеров таким же инженером-практиком. Автор надеется, что это издание будет чрезвычайно полезным в работе каждого читателя.

Роль источников питания в системных и конструкторских программах

Источники питания выполняют очень уникальную роль внутри типовых систем. Во многих аспектах источник питания является “матерью” всей системы. Он дает системе жизнь, обеспечивая устойчивым и непрерывным питанием ее схемы. Он защищает ее от жестких проявлений внешнего мира, не позволяя им причинить системе вред. В случае внутреннего сбоя источник должен сбоить “элегантно”, не позволяя этому сбою достичь системы.

К сожалению, матерей воспринимают как нечто само собой разумеющееся, и их важные функции не оцениваются по достоинству. Система питания в конструкторской программе чаще всего разрабатывается в последнюю очередь, и для этого есть две основные причины. Во-первых, никто не хочет этим заниматься, поскольку каждый желает разрабатывать более “захватывающие” схемы, и, к тому же, редко какой инженер имеет действительно основательные познания в системах питания. Во-вторых, стендовые источники обеспечивают все необходимое питание на стадии отладки системы, но когда изделие выходит на стадию интегрирования, раздается возглас: “Опа! Мы забыли разработать источник питания!”. К тому же, зачастую проектировщик, назначенный “заведовать” источниками питания, имеет очень небольшой опыт в их проектировании, и очень мало времени остается для обучения перед тем, как изделие должно быть внедрено в производство.

Такая ситуация может привести к “эффекту камня на шее”, который в двух словах можно выразить так: “Вы его придумали, вы его и одевайте (и так всегда!)”. Неудивительно, что за это никто не хочет браться, и, даже если его попросят, каждый утверждает, что ничего не знает о проектировании источников питания.

1.1. Подготовка к работе. Все начинается с первого вопроса

Для того чтобы разработать хороший проект, должно быть задано множество вопросов, прежде чем начнется сам процесс проектирования. И чем раньше они будут заданы, тем лучше. Эти вопросы также помогут избежать многих проблем позже при выполнении конструкторской программы из-за недостатка взаимодействия и предусмотрительности. Перечислим основные вопросы, которые должны быть заданы.

Из отдела маркетинга

1. От какого источника система должна получать свое питание? Существуют различные конструкторские подходы для каждой системы питания, и вы можете получить информацию о том, какие неблагоприятные условия эксплуатации наблюдались для каждой из них.
2. Каким правилам безопасности и регулирования *радиопомех* (radio frequency interference, RFI) и *электромагнитных помех* (electromagnetic interference, EMI) должна удовлетворять система, чтобы ее можно было продавать на целевом

рынке? Этот вопрос относится не только к электрической, но и к физической части проекта.

3. Какая философия лежит в основе эксплуатации системы? Ответ на этот вопрос диктует, какой вид защитных схем и физического дизайна лучше всего подошел бы в данном случае.
4. Каковы условия внешней среды, в которой должно будет работать изделие? Имеются в виду температурный диапазон, различные уровни радиочастот окружающей среды, пыль, грязь, удары, вибрация и другие физические воздействия.
5. Какой предусматривается тип постепенного ухудшения рабочих характеристик изделия, когда какая-либо его часть выйдет из строя? Ответ на этот вопрос будет определять тип схемы силовой шины и упорядочения питания, которые могут потребоваться внутри системы.

От конструкторов из других отделов, связанных с разработкой продукта

1. Каковы технологии интегральных схем, которые будут использованы в рамках проекта системы? Невозможно защитить что-либо, если вы не знаете, как его можно сломать.
2. Каковы “ожидаемый в лучшем случае” максимальный и минимальный пределы тока нагрузки и имеют ли место какие-либо нерегулярные характеристики запрашиваемого тока, вызванные двигателями, видеомониторами, пульсирующими нагрузками и т.д.? Всегда добавляйте 50% сверх тех значений, которые вам сообщили, а при необходимости эти оценки всегда можно снизить. Нужно выяснить также, какими могут быть максимальные отклонения напряжения источника, которые, по мнению проектировщика, цепь может выдержать. Ответ на этот вопрос диктует такие конструкторские подходы как перекрестная стабилизация выходов и компенсация обратной связи с целью обеспечения потребностей нагрузок.
3. Имеются ли цепи, особенно чувствительные к шуму? Такие цепи могут находиться в аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователях, видеомониторах и т. п. Ответ на этот вопрос диктует необходимость дополнительной фильтрации источника или может потребовать синхронизации его с чувствительной схемой.
4. Предъявляются ли какие-либо особые требования к последовательности запитки каждой схемы для надежного функционирования?
5. Как много требуется физического пространства и какова его форма для размещения источника питания внутри корпуса? Места всегда не хватает, так что начинайте вести переговоры о справедливом его распределении.
6. Требуются ли для источника питания какие-либо специальные интерфейсы? К ним могут относиться любые прерывания выключения питания и т. п., которые могут потребоваться для каких-нибудь схем изделия.

Эти вопросы определяют начальную стадию проектирования, обозначив среду, в которой должен функционировать источник питания. Все это затем формирует базис проектной спецификации источника питания.

1.2. Структура системы питания

Философию изделия следует дополнить структурой системы питания. Ее цель — эффективное распределение питания между всеми секциями готового изделия и притом так, чтобы удовлетворить потребности каждой внутренней подсекции.

Для этого внутри изделия может быть использовано более одной структуры систем питания.

Для изделий, состоящих из одного неразделимого на протяжении эксплуатации функционального “модуля” (например, сотовый телефон, монитор с электронно-лучевой трубкой (ЭЛТ-монитор), радиоприемник и т.п.), традиционной организацией является интегрированная система питания. Такие изделия имеют один главный источник питания, который полностью автономен и напрямую питает схемы. *Интегрированная система питания* может, фактически, содержать более одного источника питания, если одна или более цепей нагрузки имеют потребности питания или последовательность запросов на питание, которые не могут быть удовлетворены с помощью одного главного источника питания без опасности нарушить его нормальную работу.

Для продуктов, имеющих множество разнообразных модулей, которые в течение эксплуатации продукта могут быть реконфигурированы (сняты, заменены и т.п.), такие как каркасные системы для съемных печатных плат (*printed circuit board, PCB*) и наземные станции мобильной связи и т. п., более подходящей оказывается *распределенная система питания*. Системы такого типа обычно имеют один главный источник питания, который обеспечивает питание шины, распределенной между различными компонентами продукта. Питание, необходимое для каждого модуля внутри изделия, обеспечивают меньшие стабилизаторы, размещенные на уровне платы, — *встроенные стабилизаторы*. Таким образом, перепады напряжения, имеющие место в разъемах и проводке внутри системы, схемам беспокойства не доставляют.

По сути, интегрированная система питания более эффективна, поскольку имеет меньшие потери. Распределенная система состоит из двух и более источников питания, и ее общий КПД является производным КПД каждого из входящих в нее источников. Так, например, два источника питания с КПД 80% каждый дают общий КПД системы питания 64%.

Типичная система питания обычно является комбинацией двух систем, в которой могут использоваться импульсные и линейные источники питания.

Жизненным кредо инженеров является девиз: “Жизнь — это компромисс”, — и здесь он вполне уместен. Действительно, невозможно разработать систему питания, которая удовлетворяла бы *всем* требованиям, первоначально выдвинутым другими инженерами и менеджерами, и удержать их в рамках цен, пространства, веса и т. п. Обычно от источника питания сразу же требуют, чтобы он обеспечивал безгранично адаптируемые функции, выдавал киловатты при пространстве нулевого объема — и все это совершенно бесплатно. Очевидно, что без некоторого компромисса здесь не обойтись.

1.3. Выбор подходящей технологии организации системы питания

После того как структура системы питания установлена, разработчику требуется выбрать технологию каждого из источников питания, входящих в эту систему. На ранней стадии программы проектирования этот процесс может заключаться в постоянной реорганизации системы с подбором технологии электропитания. Перечислим важные факторы, влияющие на этот этап.

1. Стоимость.
2. Вес и размеры.

3. Сколько тепла будет генерироваться внутри изделия.
4. Входной источник(и) питания.
5. Устойчивость цепей нагрузки к шуму.
6. Срок действия батареи (если изделие переносное).
7. Требуемое количество выходных напряжений и их частные характеристики.
8. Время, необходимое для вывода продукта на рынок.

Внутри системы питания можно рассматривать следующие три основные технологии питания.

1. Линейные стабилизаторы.
2. Импульсные источники питания с широтно-импульсной модуляцией (*pulse-width modulation, PWM*).
3. Резонансная технология импульсных источников питания с высоким КПД.

Каждая из этих технологий превосходит другую в одном или нескольких из рассмотренных выше факторов, и потому должна подвергаться внимательной оценке в сопоставлении с другими факторами, чтобы можно было определить оптимальную смесь технологий, которая удовлетворяла бы потребности конечного изделия. Индустрия источников питания сделала выбор в использовании каждой из технологий в определенных областях промышленных приложений, как об этом подробнее сказано далее.

Линейные стабилизаторы

Линейные стабилизаторы используются преимущественно в стационарном оборудовании, в котором выделение тепла и невысокий КПД не играют решающей роли, а желательны низкая стоимость и короткие сроки разработки. Они очень популярны в качестве встроенных на плату стабилизаторов в распределенных системах питания, в которых распределенное напряжение составляет менее 40 VDC (*direct current, DC*). Для автономных (не использующих подключение к общей электропитанию) продуктов перед линейным стабилизатором из соображений безопасности должен быть размещен каскад источника питания, призванный обеспечить диэлектрическую изоляцию от линии электроснабжения переменного тока (*alternating current, AC*). Линейные стабилизаторы могут выдавать напряжение, более низкое, чем их входное напряжение, и каждый такой стабилизатор может производить только одно выходное напряжение. Каждый линейный стабилизатор имеет средний КПД, лежащий в диапазоне между 35 и 50 процентами. Потери обуславливаются рассеянием тепловой энергии.

Импульсные источники питания с ШИМ

Импульсные источники питания с широтно-импульсной модуляцией (далее ШИМ) значительно более эффективные и гибкие в использовании, чем линейные стабилизаторы. Они обычно используются в переносных изделиях, в авиации и автомобилестроении, в небольших измерительных приборах, автономных устройствах и особенно в тех приложениях, в которых требуются высокий КПД и несколько выходных напряжений. Они весят значительно меньше линейных стабилизаторов, поскольку требуют меньшего теплоотвода для тех же выходных номиналов. Такие источники питания, однако, более дорогостоящи и требуют больше времени на разработку.

Резонансная технология импульсных источников питания с высоким КПД

Этот вариант базовых импульсных источников питания с ШИМ нашел свое место в приложениях, от которых также требуются минимальный вес и наименьшие размеры, и, что самое важное, — пониженный уровень излучаемого шума (помех). Обычно такие источники питания используются в оборудовании воздушных суден, электронике космических кораблей, легковесном переносном оборудовании и модулях. Недостатком этой технологии источников питания является то, что на их проектирование уходит больше всего времени, а их стоимость обычно превышает стоимость двух рассмотренных выше технологий.

В промышленном производстве прослеживается тенденция ухода от линейных стабилизаторов (за исключением встроенных в плату стабилизаторов) и перехода к импульсным источникам питания с ШИМ. Резонансные и квазирезонансные импульсные источники питания появляются медленно в процессе развития технологии, а их проектирование упрощается. В табл. 1.1 подведены некоторые итоги, которые помогут принять компромиссное решение в отношении выбора подходящей технологии проектируемого источника питания.

Таблица 1.1. Сравнение четырех технологий источников питания

Показатель	Линейный стабилизатор	Импульсный стабилизатор с ШИМ	Импульсный стабилизатор с резонансным переходом	Квазирезонансный импульсный стабилизатор
Стоимость	Низкая	Высокая	Высокая	Очень высокая
Масса	Большая	Небольшая	Небольшая	Небольшая
RF-шум	Отсутствует	Высокий	Средний	Средний
КПД	35–50%	70–85%	78–92%	78–92%
Несколько выходов	Нет	Есть	Есть	Есть
Время разработки	1 неделя	8 человеко-месяцев*	10 человеко-месяцев*	10 человеко-месяцев*
		5 человеко-месяцев**	8 человеко-месяцев**	8 человеко-месяцев**

* При приемлемой опытности персонала и достаточно высоком уровне аппаратуры

** При использовании этой книги

1.4. Разработка проектной спецификации системы питания

Прежде чем приступить непосредственно к проектированию системы питания, необходимо разработать ее проектную спецификацию. Проектная спецификация задает конечные рабочие характеристики, которым должен соответствовать проектируемый источник питания для того, чтобы весь продукт соответствовал общей спецификации рабочих характеристик. После того как она разработана, ее следует рассматривать как почти неизменный документ, который может быть откорректирован только после официального изменения требований, предъявляемых изделием.

При разработке проектной спецификации проектировщик источника питания должен представлять, какие требования являются разумными, а какие — идеалистическими. Инженеры, не имеющие опыта в проектировании источников питания, часто выдвигают такие требования, при которых источник питания будет стоять целого состояния и занимать слишком много места, либо его невозможно будет изго-

товить по имеющимся технологиям. В таком случае разработчик должен призвать других инженеров, менеджеров, маркетологов к компромиссу и показать, к чему могло бы привести выполнение всех их требований.

Спецификация системы питания должна основываться на вопросах, которые ранее задавались представителями других отделов, задействованных в определении и разработке конечного изделия. Некоторые из требований могут быть заведомо завышенными, например, величина тока, необходимого для различных подсистем внутри изделия. На этот случай (который неизбежен) в процессе проектирования мощность по выходному току всегда повышается на 25–50%. Точно так же пространство, отведенное для источника питания, и его стоимость почти всегда будут меньше, чем потребуются в конце. Придется провести ряд согласований. Поскольку система питания — это вспомогательная внутренняя функция, ее проект всегда будет модифицироваться в ответ на проектные изменения других секций изделия. По этой причине источник питания всегда становится последним звеном в производственной цепи. Распознавание потенциальных проблем этого типа на ранней стадии проектирования поможет избежать задержек позже.

Для того чтобы разработать хорошую проектную спецификацию, проектировщик должен понимать смысл терминов, используемых в области теории источников питания. К ним принадлежат измеримые параметры с общим набором условий испытаний, влияющих на текущий проект. Перечислим такие параметры.

Входное напряжение

$V_{in(nom)}$	Входное напряжение, на котором предполагается эксплуатация изделия в течение более 99% времени его жизни.
$V_{in(low)}$	Самое низкое предполагаемое рабочее входное напряжение (“brown-out”, уровень провала напряжения).
$V_{in(hi)}$	Наивысшее предполагаемое рабочее входное напряжение.
Частота(ты) сети	50, 60 или 400 Гц и т. д DC.

Сюда входят также любые неблагоприятные условия эксплуатации, из-за которых источник питания может работать вне рамок стандартных спецификаций:

Пропадание сигнала (dropout)	Период времени, в течение которого входное напряжение сети полностью исчезает (в соответствии со спецификацией для автономных приложений это время обычно составляет 8 мс при частоте 60 Гц AC).
Бросок напряжения (surge)	Определенный период времени, в течение которого входное напряжение превышает специфицированное значение $V_{in(hi)}$, и которое устройство должно выдержать, сохраняя работоспособность.
Короткий импульс (transient)	Это очень высокие “пики” напряжения (+/–), характерные для входных систем питания.
Аварийный режим	Любой режим, в котором должно работать изделие во время любых неблагоприятных периодов функционирования. Необходимость аварийного режима может быть обусловлена тем, что от функционирования изделия зависит жизнь оператора, и потому оно должно работать вплоть до собственного разрушения.

Входной ток

$I_{in(max)}$ Максимальное среднее значение входного тока. Этот максимальный предел может быть специфицирован агентством по регулированию норм безопасности.

Выходное напряжение

$V_{out(rated)}$ Номинальное (идеальное) выходное напряжение.

$V_{out(min)}$ Выходное напряжение, ниже которого нагрузка должна подавляться или отключаться.

$V_{out(max)}$ Максимальное выходное напряжение, при котором еще могут нормально функционировать цепи нагрузки.

$V_{out(abs)}$ Напряжение, при котором цепи нагрузки достигают предела разрушения.

Пульсация напряжения (импульсные источники питания) — измеряется в вольтах и соответствует двойной амплитуде напряжения; ее частота и уровень должны быть приемлемы для цепей нагрузки.

Выходной ток

$I_{out(rated)}$ Максимальное среднее значение тока, которое будет снято с выхода.

$I_{out(min)}$ Минимальный ток, который будет сниматься с выхода в процессе нормального функционирования.

I_{sc} Предельное значение максимального тока, который может поступать в короткозамкнутую нагрузку.

Описание характеристик любых необычных нагрузок связано с каким-либо выходом. К таким нагрузкам относятся нерегулярные нагрузки, наподобие электродвигателей, ЭЛТ-мониторов и т.п., а также любые нагрузки, которые могут быть отключены или подключены к системе как часть общесистемной архитектуры (например, зонды, микротелефонные трубки и другие подобные устройства).

Время отклика динамической нагрузки (dynamic load response time) — отрезок времени, требуемый для возвращения источника питания в пределы стабилизации выходного напряжения в ответ на постепенное изменение нагрузки.

Нестабильность выходного напряжения по сети (line regulation) — процентное изменение выходного напряжения в ответ на изменение входного напряжения:

$$\text{Line Reg.} = \frac{V_{o(\text{hi-in})} - V_{o(\text{lo-in})}}{V_{o(\text{nom-in})}} \cdot 100(\%) \quad (1.1)$$

Нестабильность выходного напряжения по нагрузке (load regulation) — процентное изменение выходного напряжения в ответ на изменение тока нагрузки от половины до полного номинального значения:

$$\text{Load Reg.} = \frac{V_{o(\text{full-load})} - V_{o(\text{half-load})}}{V_{o(\text{rated-load})}} \cdot 100(\%) \quad (1.2)$$

Общий КПД (overall efficiency). Этот показатель определяет, сколько тепла будет выделяться внутри изделия и потребуются ли в физической конструкции какой-либо теплоотвод.

$$\text{КПД} = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100(\%) \quad (1.3)$$

Защита

- Пределы для входного плавкого предохранителя.
- Ограничение перегрузки по току на выходах.
- Пределы защитного выключения при перенапряжении.
- Блокировка при недостатке напряжения на входной линии питания.
- Учет любых постепенных ухудшений характеристик и организация восстановления после сбоя системы.

Диапазоны температуры окружающей среды при работе и хранении изделия

Вопросы агентства по регулированию безопасности

- Высокое напряжение, используемое при испытании электрической прочност диэлектрика.
- Сопротивление изоляции.
- Характеристики корпуса (фиксаторы, класс изоляции, противударные свойства, маркировка и т.п.).

Требования по устойчивости к радио- и электромагнитным помехам (RFI/EMI) которым должно соответствовать изделие:

- Кондуктивная электромагнитная помеха: линейная фильтрация.
- Излучаемая радиопомеха: физическое расположение и экранирование.

Специальная функциональность, требуемая от источника питания. Сюда входят любые сбросы по включению питания и сигналы о сбое питания, необходимы микрокомпьютерам в системе, дистанционное выключение, программирование выходного напряжения или тока, упорядочение питания, сигналы состояния и т. п.

Рассмотренные параметры формируют очень хорошую основу для того, чтобы начать проектирование источника питания. Эта спецификация является пока лишь точкой, от которой можно “плясать” дальше — определить пути проектирования удовлетворяющие реализации приведенной спецификации. Полученные технические и другие условия и требования, предъявляемые к разрабатываемому источнику питания, будут своего рода руководством для проектировщика на протяжении всего процесса проектирования.

1.5. Обобщенный подход к проектированию источников питания: введение в блок-схемный способ

Все инженеры, которые занимаются разработкой источников питания, следуют общеустановленной последовательности шагов проектирования. В представленной ниже последовательности каждый шаг, фактически, является фундаментом для последующих шагов, и направляет разработчика по пути наименьшего сопротивления вплоть до получения желаемого результата. В данном параграфе представлен подход, состоящий из двух аспектов:

- разбиение источника питания на четко определенные блоки, которые можно проектировать на модульной основе;
- предварительное описание порядка, в котором блоки проектируются и затем объединяются либо внедряются друг в друга.

В дальнейшем мы будем помогать читателю, представляя для каждого блока различных приложений типичные промышленные конструкторские подходы, используемые разработчиками источников питания. Каждый блок содержит соответствующие уравнения, с помощью которых можно быстро вычислить необходимые значения параметров того или иного компонента. В результате получается связанная логическая последовательность проектирования, в которой незнание чего-либо (неопределенность) сведено к минимуму. Данный подход организован таким образом, что даже рядовой неопытный разработчик может создать схему источника питания на “профессиональном” уровне не более, чем за 8 часов рабочего времени, что составляет около 40% всего времени процесса проектирования.

Проектирование на физическом уровне, например, выбор техники макетирования, компоновка печатной платы с низким уровнем шумов, выбор метода намотки трансформатора и т. п. будут показаны на конкретных примерах. Физические факторы всегда представляют собой проблему, и не только для начинающих, но и для опытных проектировщиков. Надеемся, что представленные практические примеры помогут свести эти проблемы к минимуму. Все источники питания, независимо от того, линейные они или импульсные, разрабатываются по единому проектному плану. Впрочем, линейные источники питания здесь будут представлены, в основном, с помощью примеров, поскольку производители полупроводников предоставляют полную завершенность технологии и высокий уровень интеграции. Поскольку импульсные источники питания гораздо более сложные, план их разработки, а также вопросы выбора технологии будут рассматриваться более детально в соответствующих главах книги. Обобщенный подход к разработке источников питания можно свести к представленной ниже последовательности.

1. Выбор технологии и топологии, подходящих для конкретного приложения.
2. Выполнение аппроксимаций “черного ящика”, когда известны только требования проектной спецификации. При этом будут получены оценки потерь мощности в полупроводниках, пиковые значения токов и напряжений. По этим величинам проектировщик может также установить непригодность выбранной топологии и необходимость ее замены. Кроме того, они позволяют заказать любые полупроводниковые шаблоны, которые могут потребоваться на стадии макетирования и компоновки печатной платы.
3. Схематическая разработка источника питания на основе проектных блок-схем.
4. Построение макета с использованием методик, описанных на топологическом чертеже и в конструкционных разделах в тексте.
5. Тестирование, тестирование и еще раз тестирование! Протестируйте источник питания согласно требованиям, определенных в проектной спецификации. Если он не соответствует требованиям, то могут понадобиться некоторые изменения проекта. Выполните “базовые” измерения так, чтобы вы смогли отслеживать любые последующие изменения рабочих характеристик источника питания. Проведите тесты с конечным изделием, подсоединив его к источнику, чтобы удостовериться в отсутствии нежелательных взаимодействий. И обязательно прежде, чем предоставить конечное изделие ребятам из аттестационной комиссии, проверьте элементы, имеющие отношение к защите и помехам (RFI/EMI).
6. На последней стадии — физическое проектирование. Оно включает физическое размещение источника внутри изделия, проектирование теплоотвода и печатной платы.

7. Представьте полученное изделие на суд аттестационной комиссии, выполняющей тестирование на соответствие нормам безопасности и помехоустойчивости. Обычно потребуются некоторые модификации, однако, если вы на совесть выполнили “домашнюю работу” на предыдущих стадиях проекта, то доработки будут совсем незначительными.
8. Изделие готово к производству!

Все это звучит просто, но легендарный и всеми проклинаемый философ Мэрфи носится также и по полю проектирования источников питания, так что визит этого непрошеного гостя очень даже вероятен.

1.6. Немного о программном обеспечении разработки источников питания

Существует множество инструментов для проектирования источников питания, основанных на программном обеспечении, — в частности, для проектирования импульсных источников с ШИМ. Многие из этих программных пакетов были созданы производителями полупроводников для их собственных интегральных микросхем (integrated circuit, IC) импульсных источников питания. Многие из этих микросхем включают устройства питания, а также управляющие схемы. Такие типы программных пакетов могут использоваться только с конкретными изделиями, а не для общих проектов источников питания. Проекты, представляемые указанными производителями, оптимизированы для получения минимальной стоимости, веса и времени проектирования, а размещение любых внешних компонентов уникально для конкретных микросхем.

Существует также несколько общих программных пакетов для проектирования импульсных источников питания. Они предоставляются, в основном, компаниями, которые занимаются схемным моделированием. Было бы сложно рассмотреть все программные инструменты разработки импульсных источников питания. Проектировщики могут сами сравнить результаты работы программ с результатами вычислений, полученными вручную по соответствующим расчетным уравнениям. Такое сравнение позволит определить, действительно ли понимает программист и его компания цели и задачи проектирования окружающих нас импульсных источников питания. Помните, что большинство представителей цифрового мира думают, что проектирование импульсных источников питания — это лишь вопрос копирования схематики.

Программные пакеты могут также сузить тот охват, который есть у дизайнера в процессе проектирования. Из-за стремления сделать программу максимально универсальности, результат может оказаться весьма консервативным. Для опытного проектировщика это — всего лишь первый шаг. Он знает, как “подтолкнуть” результат для улучшения рабочих характеристик источника питания в определенной области. Все распространенные уравнения и программные результаты можно рассматривать лишь как расчетные оценки. Короче говоря, программное обеспечение может привести проектировщика к результату, который работает, но не является оптимальным для системы.

1.7. Базовое оборудование для тестирования

Источники питания (особенно импульсные) требуют рассмотрения проектировщиком параметров, которые обычно не встречаются в других областях электро-

ники. Не считая постоянного (DC) и переменного (AC) напряжений, разработчик должен предусмотреть также измерения переменного и постоянного токов и их волновых форм, а также провести спектральный RF-анализ. И хотя на первый взгляд может показаться, что на эти цели требуются большие капитальные затраты, в действительности стоимость базового оборудования не так уж и высока. Это оборудование можно классифицировать как необходимое и необязательное, однако на самом деле на протяжении работы все оборудование будет использовано, поэтому, если нет возможности его купить, то придется взять в аренду.

Обязательное тестовое оборудование

1. Осциллограф с временной разверткой и полосой пропускания 100 МГц или выше. Полоса пропускания особенно важна при проектировании импульсных источников питания. Цифровой осциллограф может пропускать важные переходные процессы в некоторых ключевых формах волны, так что тщательно оцените каждый цифровой осциллограф.
2. Щупы напряжения 10:1 для осциллографа.
3. DC/AC-мультиметр для измерения напряжения и силы тока. Настоящий RMS-измеритель необязателен.
4. Точечный зонд (AC и/или DC) для осциллографа. Особенно необходим при проектировании импульсных источников питания. Среди подходящих моделей можно назвать Tektronics P6021 или P6022 и A630 или A6303, либо лучшие.
5. Стендовый источник питания, который мог бы имитировать входное питание. Это должен быть мощный источник постоянного тока с номиналом напряжения и тока выше требуемого. Для автономных источников питания используйте регулируемый автотрансформатор (вариак) с номиналом тока выше требуемого.

Примечание

При проведении тестирования изолируйте все тестовое оборудование от земли.

Дополнительное (необязательное) оборудование

1. Анализатор спектра. Его можно использовать для просмотра характеристик ради- и электромагнитных помех источника питания перед передачей его аттестационной комиссии. Если такой анализатор устанавливать в тестовой лаборатории, то он обойдется очень дорого, поэтому рекомендуем для указанных целей воспользоваться услугами какой-либо специализированной лаборатории по проведению полного тестирования.
2. Настоящий RMS-ваттметр, чтобы было удобно измерять КПД и коэффициент мощности. Он потребует для автономных источников питания.

Линейный стабилизатор является исходной формой стабилизирующих источников питания. Для понижения уровня входного напряжения до стабилизированного выходного в нем используется переменная проводимость активного электронного элемента. При этом линейный стабилизатор теряет много энергии в виде тепла и поэтому нагревается.

Линейные источники питания занимают значительную нишу в приложениях где невысокий КПД таких источников не играет особой роли. К таким приложениям относится стационарное наземное оборудование, для которого принудительное воздушное охлаждение — не проблема. Сюда же относятся приборы, в которых измеритель настолько чувствителен к электрическому шуму, что требует электрически “тихого” источника питания. Среди таких приборов можно назвать аудио- и видеосилители, радиоприемники и т.п. Линейные стабилизаторы популярны также в качестве локальных, встроенных в плату стабилизаторов. В данном случае плате требуется лишь несколько ватт, поэтому еще несколько ватт, ушедших в тепло, могут быть нейтрализованы с помощью простого радиатора. Если требуется диэлектрическая изоляция от входного источника переменного тока, то она обеспечивается трансформатором переменного тока или магистральной системой электроснабжения.

Обычно линейные стабилизаторы особенно полезны для приложений источников питания, требующих не более 10 Вт выходной мощности. При выходной мощности более 10 Вт обязательный теплоотвод становится столь громоздким и дорогим, что более привлекательными становятся импульсные источники питания.

2.1. Принцип работы линейного стабилизатора

Все источники питания — будь то линейные или более сложные импульсные — работают по одному и тому же базовому принципу. Все источники питания имеют в своей основе замкнутый контур отрицательной обратной связи. Единственное назначение этого контура — удерживать постоянное значение выходного напряжения. На рис. 2.1 показаны главные составляющие последовательного линейного стабилизатора.

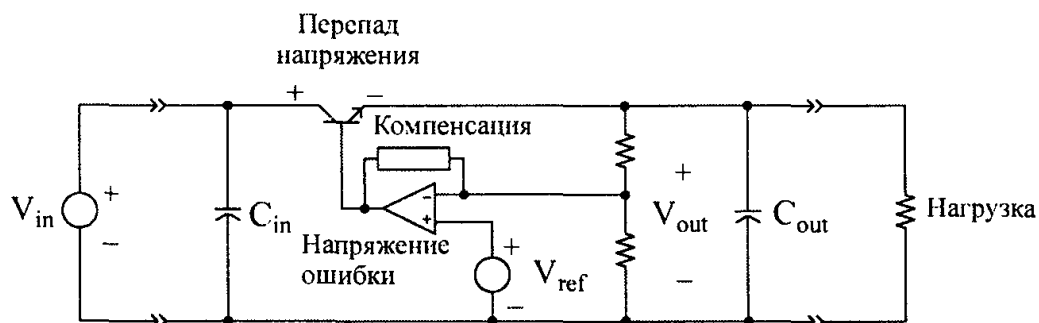


Рис. 2.1. Базовый линейный стабилизатор

Линейные стабилизаторы бывают только понижающими. Это означает, что входное напряжение источника должно быть выше, чем требуемое выходное напряжение. Существует два типа линейных стабилизаторов: *параллельные* (shunt) и *последовательные* (series-pass). Параллельный стабилизатор (стабилизатор с параллельным включением регулирующего элемента) — это стабилизатор напряжения, подключенный параллельно нагрузке. Источник нерегулируемого тока соединен с источником более высокого напряжения, параллельный стабилизатор принимает выходной ток для поддержания постоянного напряжения на нагрузке с учетом переменного входного напряжения и тока нагрузки. Распространенным примером такого стабилизатора является стабилизатор на стабилитроне. Последовательный линейный стабилизатор более эффективен, чем параллельный, и в качестве последовательно включенного регулирующего элемента использует активный полупроводник между входным источником и нагрузкой.

Последовательно включенный проходной элемент работает в линейном режиме. Это означает, что он не проектировался для работы в полностью включенном (ON) или полностью выключенном (OFF) режиме, а работает в “частично включенном” режиме. Контур отрицательной обратной связи определяет степень электропроводности, которую должен принимать проходной элемент для обеспечения требуемого уровня выходного напряжения.

Основой контура отрицательной обратной связи является операционный усилитель с большим коэффициентом усиления, называемый *усилителем напряжения ошибки*. Его назначение — постоянно сравнивать разницу между высокостабильным опорным напряжением и выходным напряжением. Если эта разница составляет хотя бы милливольты, то выполняется корректировка электропроводности проходного элемента. Стабильное опорное напряжение подается на неинверсный вход операционного усилителя и обычно ниже, чем выходное напряжение. Выходное напряжение делится до уровня опорного и подается на инверсный вход операционного усилителя. Таким образом, при номинальном выходном напряжении центральная точка делителя выходного напряжения идентична опорному напряжению.

Усиление усилителя отклонения обеспечивает напряжение, соответствующее сильно увеличенной разнице между опорным и выходным напряжениями (напряжение ошибки). Напряжение ошибки непосредственно управляет электропроводностью проходного элемента, поддерживая тем самым номинальное выходное напряжение. С увеличением нагрузки выходное напряжение падает, что приводит к повышению выходной мощности усилителя, а это обеспечивает больший ток к нагрузке. Аналогично, при уменьшении нагрузки выходное напряжение будет расти, на что усилитель ошибки ответит снижением тока через проходной элемент на нагрузку.

Скорость, с которой усилитель ошибки отвечает на любые изменения на выходе, и насколько точно поддерживается требуемый уровень выходного напряжения, зависит от *компенсации контура обратной связи* усилителя ошибки. Компенсация обратной связи управляется размещением элементов внутри делителя напряжения и между отрицательным входом и выходом усилителя ошибки. Его конструкция диктует, насколько выполняется усиление при постоянном токе, что, в свою очередь, определяет точность выходного напряжения. Он также определяет степень усиления при повышенной частоте и полосе пропускания, что в свою очередь определяет время, затрачиваемое на реакцию на изменения выходной нагрузки, или *продолжительность переходных процессов*.

Как видите, принцип действия линейного стабилизатора очень прост. Точно такая же цепь присутствует во всех стабилизаторах, включая более сложные импульс-

ные стабилизаторы. Контур обратной связи по напряжению выполняет конечную функцию источника питания: поддерживает уровень выходного напряжения.

2.2. Важные характеристики линейного стабилизатора

На сегодняшний день в большинстве приложений достаточно маломощных, встроенных на плату линейных стабилизаторов, что легко обеспечивается с помощью интегральных схем трехполюсных стабилизаторов с высокой степенью интеграции. Тем не менее, некоторые приложения требуют либо выходного тока большей силы, либо большей функциональности, чем могут обеспечить трехполюсные стабилизаторы.

Существуют некоторые важные характеристики проекта, общие для обоих подходов, а также те, которые применимы только в неинтегрированных пользовательских разработках. Такие характеристики определяют граничные условия эксплуатации, которым будет соответствовать конечный проект, и наиболее актуальные из них должны быть рассчитаны для каждого проекта. К сожалению, многие инженеры этим пренебрегают и сталкиваются с проблемами во всем заданном рабочем диапазоне параметров изделия после его производства.

В качестве первой такой характеристики рассмотрим *перепад напряжения* (headroom voltage). Это — фактическое падение напряжения между входом и выходом в процессе работы. Данная характеристика рассматривается, в основном, на более поздних этапах процесса разработки, но ее следует учитывать сразу же, чтобы увидеть, будет ли линейный источник соответствовать потребностям системы. Во-первых, на падение напряжения приходится более 95% всех потерь мощности внутри линейного стабилизатора. Потерю мощности на перепаде напряжения можно найти из равенства

$$P_{HR} = (V_{in(max)} - V_{out}) * I_{load(rated)} \quad (2.1)$$

Если система не может справиться с теплом, образуемым этой потерей при своей специфицированной максимальной температуре окружающей среды, значит необходимо применить другой подход к проектированию. Указанная потеря определяет, насколько большим должен быть теплоотвод на проходном элементе линейного стабилизатора.

Быстрый оценочный термический анализ укажет проектировщику, будет ли у линейного стабилизатора достаточный тепловой запас, чтобы обеспечить потребности изделия при наивысшей специфицированной температуре окружающей среды. Такой термический анализ представлен в Приложении А.

Второй важной характеристикой является минимальное допустимое *пропадание напряжения* при конкретной топологии линейного стабилизатора. Данная величина представляет собой минимальный уровень перепада напряжения, который может выдержать линейный стабилизатор, ниже которого стабилизация нарушается. Она обусловлена только тем, как проходные транзисторы получают свой управляющий ток и напряжение смещения.

В типичном линейном стабилизаторе положительного напряжения используется мощный биполярный n-p-n-транзистор (рис. 2.2, а). Для того чтобы создать необходимое управляющее напряжение между базой и эмиттером проходного транзистора, оно должно быть получено из собственного напряжения между коллектором и эмиттером. Для проходных элементов типа n-p-n это — фактический минимальный перепад напряжения. Это означает, что перепад напряжения не может оказаться сколько-нибудь ниже, чем напряжение между базой и эмиттером (около 0,65 VDC)

проходного п-р-п-элемента плюс падение на любом устройстве драйвера базы (транзисторы или резисторы). Для трехполюсных стабилизаторов (например, серии MC78xx) это напряжение составляет 1,8–2,5 VDC. В индивидуальных проектах, использующих для положительных выходов проходные п-р-п-транзисторы, уровень пропадаания напряжения может быть выше.

Для приложений, в которых входное напряжение может приближаться к выходному ближе, чем на 1,8–2,5 VDC, рекомендуется стабилизатор с низким уровнем пропадаания напряжения. В такой топологии используется управляющий р-п-р-транзистор, для которого напряжение между базой и эмиттером формируется из выходного напряжения, а не из перепада или входного напряжения (рис. 2.2, б). Благодаря этому уровень пропадаания сигнала в стабилизаторе минимален — всего лишь 0,6 VDC. В такой схеме можно также использовать полевые МОП-транзисторы (metal-oxid-semiconductor field-effect transistor, MOSFET) с P-каналом, сведя тем самым уровень пропадаания напряжения практически к нулю.

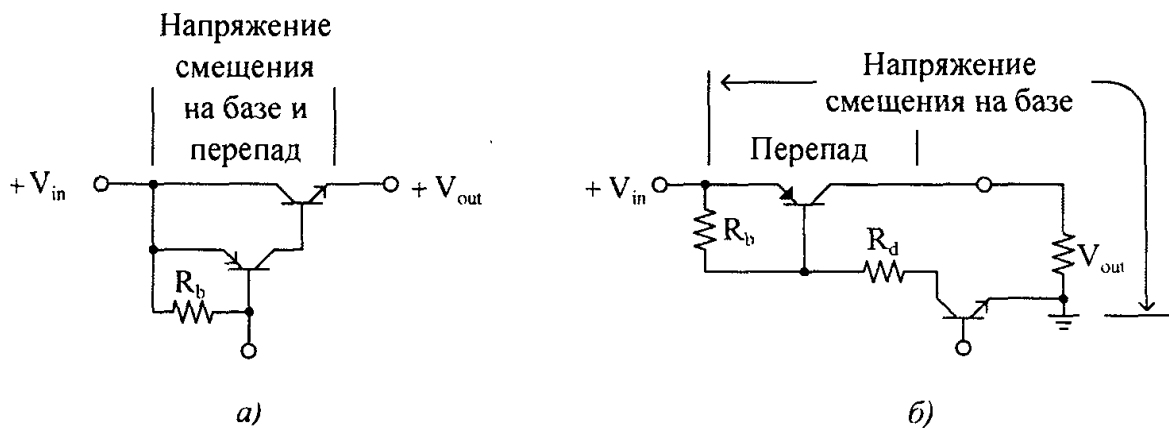


Рис. 2.2. Влияние проходного элемента на уровень пропадаания напряжения:
а — элемент типа п-р-п; б — элемент типа р-п-р (низкий уровень пропадаания)

Пропадание напряжения становится вопросом управления, когда допускается падение уровня напряжения на входе линейного стабилизатора в процессе нормальной работы до значения, близкого к выходному напряжению. Если питание организовано от стационарного трансформатора переменного тока, то это проявляется в состояниях провала напряжения (минимальные уровни переменного напряжения). Стабилизатор с низким уровнем пропадаания сигнала (например, серии LM29xx) работает даже при низком уровне входного переменного напряжения. Такие стабилизаторы также широко используются как *пост-стабилизаторы* на выходе импульсных источников питания. В импульсных стабилизаторах очень важен КПД, поэтому падение напряжения перепада должно быть сведено к минимуму. Так, стабилизатор с низким уровнем пропадаания напряжения сберегает несколько ватт потерь по сравнению с обычными линейными п-р-п-стабилизаторами. Если в некотором приложении никогда не будет получен перепад напряжения менее 2,5 В, то лучше использовать стандартные линейные стабилизаторы (например, серии MC78xx).

Еще одной важной характеристикой является тип используемого проходного элемента. С точки зрения потерь на перепаде напряжений, нет совершенно никакой разницы, какой используется транзистор: мощный биполярный или полевой МОП. Различие заключается в схеме драйвера. При большом перепаде напряжения схема управления (обычно это заземленная цепь) должна извлекать ток на землю из входного или выходного напряжения. Для единственного биполярного проходного транзистора этот ток составляет

$$I_B = I_{Load} / h_{FE} \quad (2.2)$$

Потери мощности только на управление биполярным проходным транзистором составляют

$$P_{\text{drive}} = V_{\text{in(max)}} \cdot I_B \quad \text{или} \quad P_{\text{drive}} = V_{\text{out}} \cdot I_B \quad (2.3)$$

Эти потери на управление могут стать значительными. Для повышения эффективности усиления проходного элемента и, соответственно, уменьшения тока управления к проходному транзистору может быть добавлен управляющий транзистор, либо в качестве проходного элемента можно использовать мощный полевой МОП-транзистор, в котором постоянный ток управления намного меньше, чем в мощном биполярном транзисторе. К сожалению, для управления затвором в МОП-транзисторе требуется напряжение до 10 VDC, а это может резко повысить уровень пропадания напряжения. В подавляющем числе случаев применения линейных стабилизаторов, с точки зрения эффективности, есть лишь небольшая разница в функционировании между буферизованным проходным элементом и МОП-транзистором. Биполярные транзисторы менее дороги, чем мощные МОП-транзисторы, и менее склонны к колебаниям.

Линейные стабилизаторы — это уже сформированная технология и потому они обычно выражаются в интегрированных решениях, предоставляемых производителями полупроводников. Для удовлетворения потребностей приложений, выходящих за рамки этих интегрированных линейных стабилизаторов, обычно достаточно добавить к микросхеме несколько внешних компонентов. В то же время, может потребоваться полностью индивидуальный подход. Обзор таких подходов представлен в следующем разделе на примерах конкретных проектов.

2.3. Примеры проектов линейных источников питания

Проектируемые линейные стабилизаторы могут соответствовать различным функциональным потребностям и разной стоимости. Рассмотренные ниже примеры проектов показывают, что линейные стабилизаторы могут быть как самыми элементарными, так и более сложными. Разработка усовершенствованных трехполюсных стабилизаторов рассматривается сокращенно, поскольку их характеристики обычно подробно описаны в спецификациях микросхемы. Учитывая относительно большие потери мощности линейных стабилизаторов, обычно значительную проблему представляют температурные характеристики. По этой причине в примерах выполнен термический анализ. За дополнительной информацией по этой теме обращайтесь к Приложению А.

2.3.1. Проекты элементарных дискретных линейных стабилизаторов

Эти типы недорогих линейных стабилизаторов использовали еще до эпохи операционных усилителей. К их недостаткам можно отнести дрейф температуры и ограниченный диапазон тока нагрузки.

Параллельный стабилизатор на стабилитроне

Этот тип стабилизаторов (рис. 2.3) обычно используют для очень локальной стабилизации напряжения при мощности нагрузки менее 200 мВт.

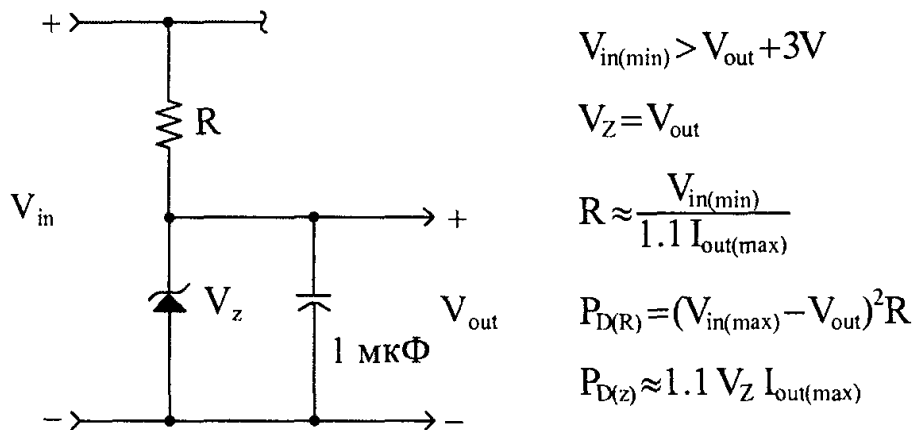


Рис. 2.3. Параллельный стабилизатор на стабилитроне

Последовательное сопротивление размещено между полюсами высокого напряжения и используется для ограничения тока, протекающего на нагрузку и стабилитрон. Стабилитрон компенсирует отклонение тока нагрузки. Напряжение туннельного пробоя р-п-перехода будет дрейфовать в зависимости от температуры. Характеристики этого дрейфа описаны во многих спецификациях стабилитронов. Стабилизация нагрузки адекватна большинству спецификаций питания интегральных схем. У таких стабилизаторов уровень потерь выше, чем у последовательных линейных стабилизаторов, где потери установлены для максимального тока нагрузки — уровень, который при любой нагрузке не достигается.

Однотранзисторный последовательный линейный стабилизатор

Добавив транзистор к базовому стабилизатору на стабилитроне, можно извлечь преимущество из усиления, предоставляемого биполярным транзистором. Транзистор подключается как эмиттерный повторитель, который теперь может обеспечивать намного больший ток на нагрузку, а ток через стабилитрон может быть понижен. Здесь транзистор действует как рудиментарный усилитель ошибки (рис. 2.4).

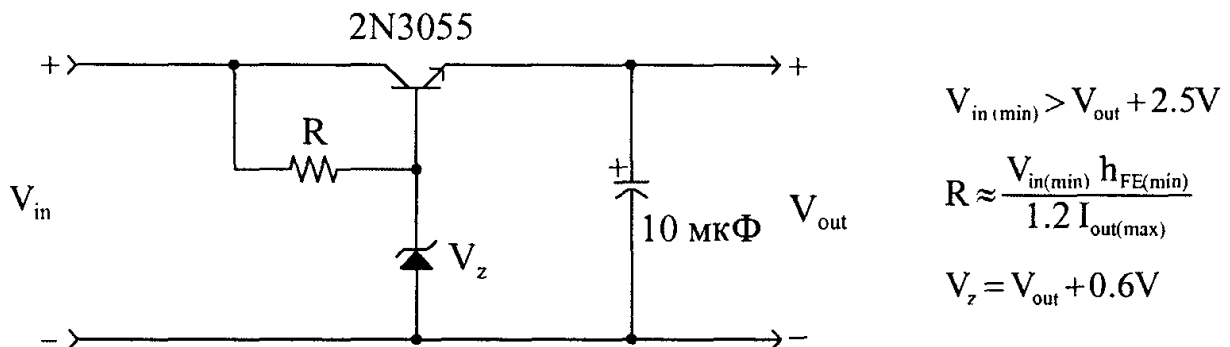


Рис. 2.4. Дискретный биполярный последовательный стабилизатор

Когда ток нагрузки возрастает, на базу подается более высокое напряжение, что увеличивает ее проводимость, восстанавливая тем самым исходный уровень выходного напряжения. Класс транзистора может быть подобран в соответствии с требованиями, предъявляемыми нагрузкой и потерями перепада напряжения. Это может быть транзистор TO-92 для нагрузок до 0,25 Вт или TO-220 для более высоких нагрузок (в зависимости от теплоотвода).

2.3.2. Базовые проекты трехполюсных стабилизаторов

Трехполюсные стабилизаторы используются, в основном, в качестве встроенных на плату стабилизаторов. Для таких приложений они прекрасно подходят по

цене и простоте применения. Их также можно использовать (с осторожностью) в качестве линейных стабилизаторов с базовой или расширенной функциональностью.

Характеристика, которую игнорируют чаще всего, — это используемый в трехполюсных стабилизаторах метод ограничения перегрузки по току. При этом обычно используется отключение по перегреву на кристалле стабилизатора, которое срабатывает в диапазоне температуры от $+150$ до $+165^{\circ}\text{C}$. Если ток нагрузки протекает через трехполюсный стабилизатор, а радиатор слишком большой, то стабилизатор может быть поврежден вследствие перегрузки по току (нарушение проводного соединения, дорожек микросхемы и т.п.). Если же радиатор слишком мал, то он не сможет в достаточной мере отводить тепло от стабилизатора. Еще один важный фактор заключается в том, что если ток нагрузки проводится внешним проходным элементом, то отключение по перегреву будет нефункциональным, и потребуются другой метод защиты от перегрузки по току.

2.3.2.1. Базовый проект трехполюсного стабилизатора положительного напряжения

В этом примере мы рассмотрим вопросы, которые возникают при проектировании любого трехполюсного стабилизатора (рис. 2.5).

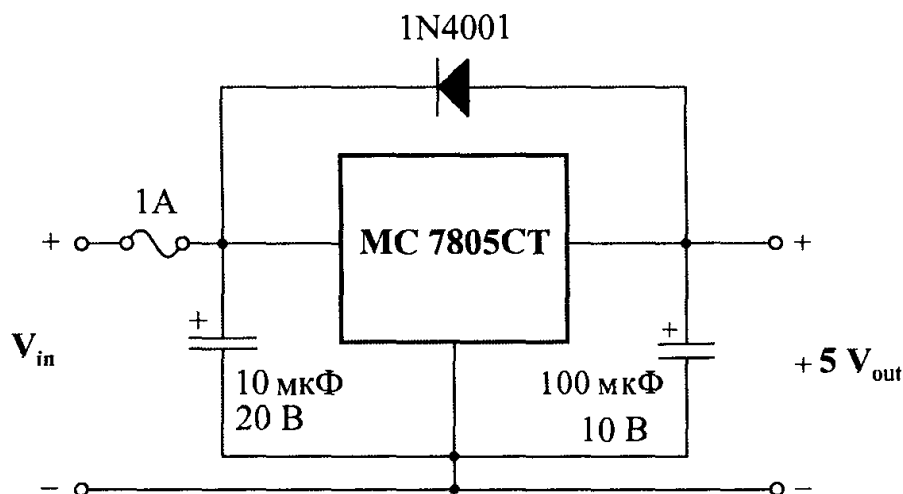


Рис. 2.5. Трехполюсный стабилизатор

Многие разработчики видят только электрические спецификации стабилизаторов и забывают о *температурном отклонении номинальных значений*. При высоких перепадах напряжения и высоких рабочих температурах окружающей среды стабилизатор может показать лишь часть своих полных, расчетных характеристик. В действительности же, в большинстве трехполюсных приложений максимальный выходной ток стабилизатора определяется охлаждением. Глядя на электрические номиналы, указанные производителями, можно подумать, что эти значения рассчитывались для стабилизаторов, прикрученных к большому куску металла, погруженно-го в океан. Любое приложение, в котором не применяются такие экстраординарные средства охлаждения, будет работать на более низком уровне характеристик. Следующий пример иллюстрирует типичную рекомендуемую процедуру проектирования.

Пример 1. Использование трехполюсных стабилизаторов

Спецификация:

- вход — 12 VDC (max); 8,5 VDC (min);

- выход — 5,0 VDC; 0,1–0,25 A;
- температура — -40...+50°C.

Примечание

При выключенной системе требуется диод 1N4001 для разрядки конденсатора 100 мкФ.

Тепловой расчет (см. также Приложение А)

Данные по спецификациям:

- $R_{\theta JC} = 5 \text{ }^\circ\text{C/Вт}$;
- $R_{\theta JA} = 65 \text{ }^\circ\text{C/Вт}$;
- $T_{j(\max)} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$.

Потери на перепаде напряжения:

$$P_{D(\max)} = (V_{in(\max)} - V_{out}) \cdot I_{load(\max)} = (12 - 5 \text{ В}) \cdot 0,25 \text{ А} = 1,75 \text{ Вт}$$

Температура р-п-перехода при отсутствии теплоотвода:

$$T_j = P_D \cdot R_{\theta JA} + T_{A(\max)} = 1,75 \text{ Вт} \cdot 65 \text{ }^\circ\text{C/Вт} + 50 = 163,75 \text{ }^\circ\text{C}.$$

Требуется маленький съемный радиатор для снижения температуры р-п-перехода до значения ниже допустимого оценочного максимума. За помощью в выборе теплоотвода обращайтесь к Приложению А.

Выбор радиатора — Thermalloy 6073В

Данные, указанные в спецификации радиатора: $R_{\theta SA} = 14 \text{ }^\circ\text{C/Вт}$.

При использовании кремниевого изолятора: $R_{\theta CS} = 65 \text{ }^\circ\text{C}$

Теперь температура р-п-перехода в худшем случае составит:

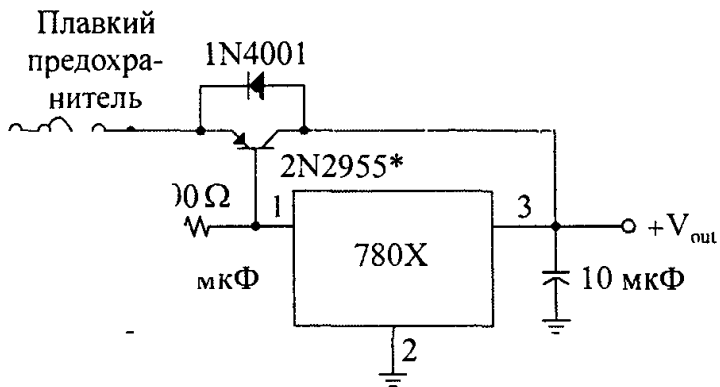
$$\begin{aligned} T_{j(\max)} &= P_D \cdot (R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA}) + T_A = \\ &= 1,75 \text{ Вт} \cdot (5 \text{ }^\circ\text{C/Вт} + 65 \text{ }^\circ\text{C/Вт} + 14 \text{ }^\circ\text{C/Вт}) + 50 \text{ }^\circ\text{C} = 84,4 \text{ }^\circ\text{C} \end{aligned}$$

2.3.2.2. Варианты проектов трехполюсного стабилизатора

Следующие примеры показывают, каким образом микросхемы трехполюсного стабилизатора могут быть положены в основу более сложных проектов с высоким уровнем тока. Хотя здесь следует быть осторожным, поскольку во всех этих примерах средство защиты трехполюсного стабилизатора от перегрева становится бесполезными. Любая защита от перегрузки по току теперь должна быть реализована вне микросхемы.

Стабилизатор с повышенным током

В проект, представленный на рис. 2.6, к трехполюсному стабилизатору добавлен лишь резистор и транзистор, чтобы получить линейный стабилизатор, который может обеспечивать большой ток, протекающий к нагрузке. В данном случае показан стабилизатор положительного напряжения с повышенным током, однако эти уравнения подходят и для стабилизатора отрицательного напряжения с повышенным током. Для стабилизаторов отрицательного напряжения тип мощного транзистора меняется с р-п-р на п-р-п. Но будьте осторожны: в данном конкретном примере отсутствует защита от перегрузки по току и перегрева.

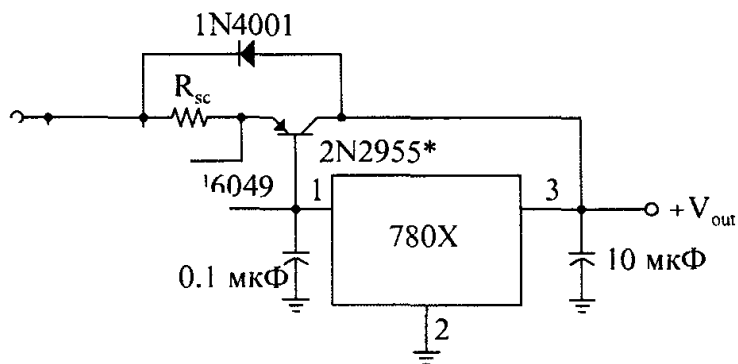


* Требуется теплоотвод

Рис. 2.6. Трехполюсный стабилизатор с повышенным током без защиты от перегрузки по току

Трехполюсный стабилизатор с повышенным током и защитой от перегрузки по току

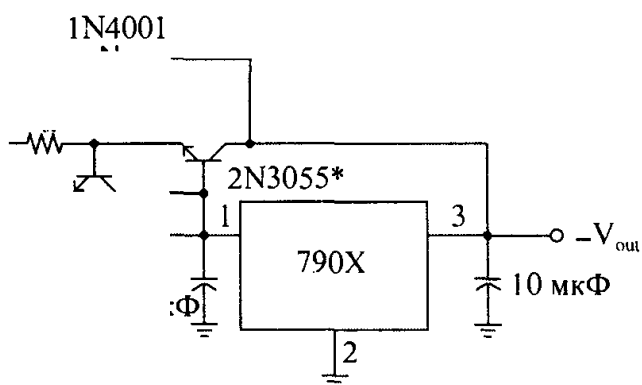
В данном проекте к микросхеме добавлена внешняя защита от перегрузки по току. Для задания порога перегрузки по току и усиления каскада защиты здесь использован переход база-эмиттер транзистора (0,6 В) (рис. 2.7). Для варианта с отрицательным напряжением все типы транзисторов меняются с р-п-р на п-р-п и наоборот.



$$R_{sc} = \frac{0.7 \text{ V}}{I_{sc}}$$

* Требуется теплоотвод

а)



$$R_{sc} = \frac{0.7 \text{ V}}{I_{sc}}$$

* Требуется теплоотвод

б)

Рис. 2.7. Трехполюсный стабилизатор с повышенным током и с ограничением тока: а — вариант для положительного напряжения; б — вариант для отрицательного напряжения

2.3.3. Линейные стабилизаторы с незаземленным выходом

Линейный стабилизатор с незаземленным (“плавающим”) выходом (floating regulator) — это один из способов достигнуть высоковольтной линейной стабилизации. Его суть заключается в том, что секция управления и последовательно включенный проходной транзистор “плавают” на входном напряжении. Стабилизация выходного напряжения осуществляется путем распознавания “земли”, которая выступает как отрицательное напряжение применительно к выходному напряжению. Выходное напряжение служит в качестве “плавающей земли” для схемы управления, а энергия для этой схемы и проходного транзистора извлекается из перепада напряжения (разница между напряжением на входе и выходе) или обеспечивается вспомогательным изолированным источником питания.

Для мощного транзистора номинал напряжения пробоя по-прежнему должен быть больше входного напряжения, поскольку в момент запуска он должен “видеть” всё входное напряжение. Для шунтирования напряжения на проходном транзисторе можно применять и другие методы, наподобие *ограничительного стабилитрона* (bootstrap Zener diode), однако только тогда, когда само входное напряжение подано для активации источника питания и отключено. Также следует быть внимательным, чтобы никакой входной или выходной контакт схемы управления не оказался отрицательным по отношению к “плавающей земле” микросхемы. Для этого обычно используют диоды защиты. И последнее предупреждение касается малоизвестного напряжения пробоя обычных резисторов. Если выходное напряжение превышает 200 В, то более, чем один чувствительный резистор должен быть включен последовательно во избежание проявления характеристики пробоя резисторов ¼ Вт при напряжении 250 В.

Общеизвестным низковольтным стабилизатором положительного напряжения с незаземленным выходом является LM317 (стабилизатор отрицательного напряжения имеет маркировку LM337). Для создания линейного стабилизатора с незаземленным выходом может также быть использована схема MC1723, однако в этом случае придется позаботиться о защите микросхемы от высокого напряжения.

Первый пример демонстрирует, каким образом может быть модифицирован стабилизатор LM317 для того, чтобы создать линейный стабилизатор на 70 В при входном напряжении 100 В. При этом следует строго придерживаться некоторых ограничений. Например, рабочий перепад напряжения не должен превышать номинального напряжения ограничительного стабилитрона, иначе не будет никакой стабилизации. Также требуется обязательно использовать диод защиты на усилителе ошибки. Такой стабилизатор показан на рис. 2.8.

Второй пример иллюстрирует линейный стабилизатор с незаземленным выходом, который способен обеспечивать ток нагрузки до 10 мА от нерегулируемого источника напряжения 400–450 В. Транзистор TIP50 обеспечивает смещение для схемы управления, которая должна выдерживать полное входное напряжение во время запуска и ограничения перегрузки источника питания. Схема управления “заземлена” на выходное напряжение, а минимальный перепад напряжения составляет 15 В. Для того чтобы подрегулировать выходное напряжение, достаточно изменить величину сопротивления двух последовательных резисторов в ветви отслеживания напряжения. Это сопротивление рассчитывается по формуле:

$$R_{\text{sense}} = (V_{\text{out}} + 4,0 \text{ В}) / I_{\text{sense}} \quad (2.4)$$

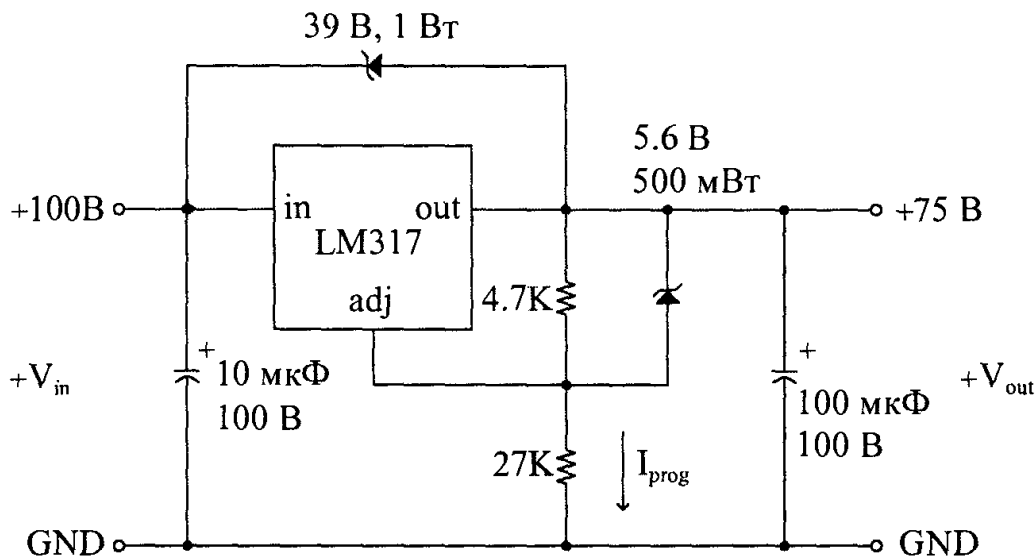


Рис. 2.8. Линейный стабилизатор высокого напряжения с незаземленным выходом

Линейный стабилизатор с незаземленным выходом, подходит, в частности, для стабилизации высокого выходного напряжения, но может использоваться где-угодно. Схема такого стабилизатора представлена на рис. 2.9.

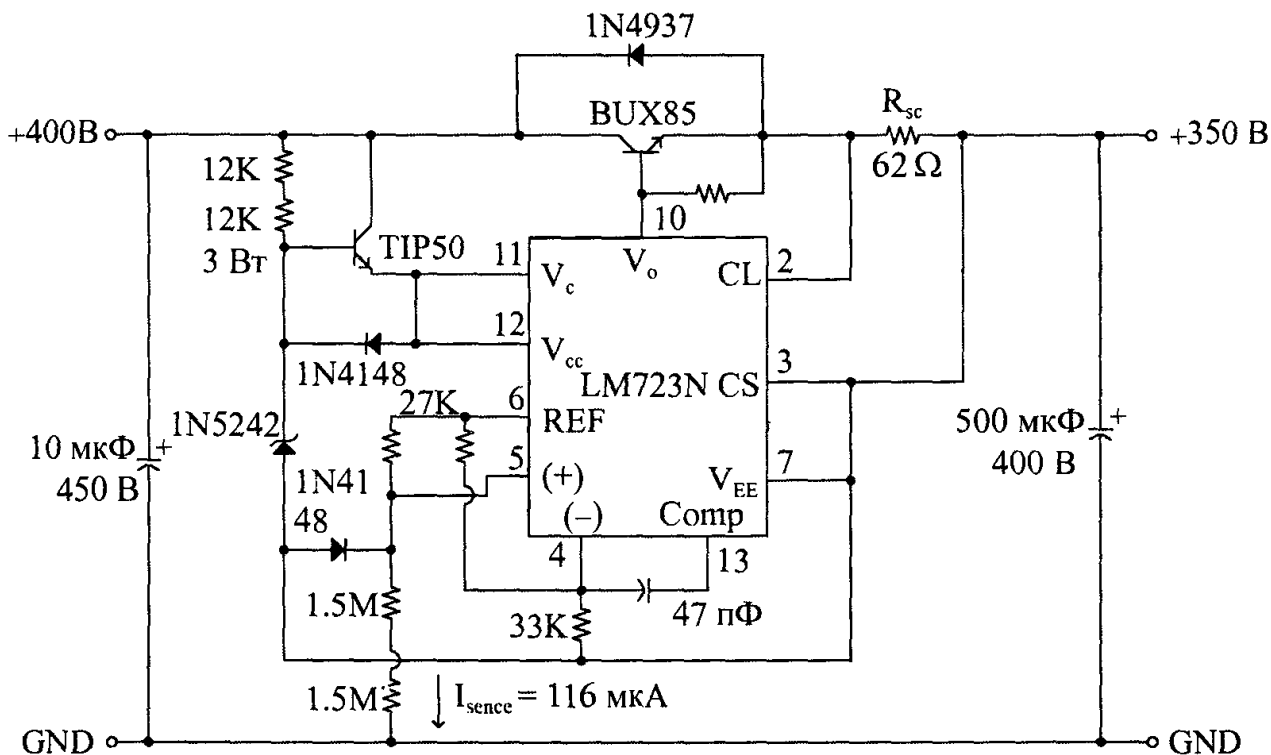


Рис. 2.9. Линейный стабилизатор с незаземленным выходом на 350 В, 10 мА

Импульсные источники питания с широтно- импульсной модуляцией

Хотя импульсные источники питания с широтно-импульсной модуляцией (далее, ШИМ) окружают нас уже давно, они не находили признания и широкого применения вплоть до середины 1970-х годов. Импульсные источники питания имеют много преимуществ перед линейными стабилизаторами.

Импульсные источники питания имеют более высокий КПД и меньшие размеры, чем линейные стабилизаторы с такими же номиналами, однако их сложнее проектировать, и они излучают больше электромагнитных помех.

На сегодняшний день существуют два подхода к проектированию импульсных источников питания. Проектирование импульсных источников питания постоянного тока (постоянный ток на входе и выходе), предназначенных для встраивания в платы, можно прямо копировать из спецификаций производителей полупроводников и использовать стандартные компоненты других производителей. Однако, если какие-либо требования выходят за рамки стандартизированных подходов, то такой проект становится индивидуальным и намного более сложным.

Данная книга организована таким образом, что весь громоздкий процесс проектирования нестандартных импульсных источников питания разбивается на небольшие, более доступные для понимания части. Каждая часть затем поясняется в терминах “не инженеров-энергетиков”, а общепринятые подходы к проектированию иллюстрируются соответствующими расчетными формулами. Наша цель в том, чтобы читатель прочитал соответствующий раздел, выбрал лучший для своего проекта подход с использованием конкретных параметров своей системы и разработал подсистемы, которые затем могут быть вставлены в более крупный проект источника питания. Порядок проектирования — это путь, который опытные инженеры-энергетики используют для подхода к своим проектам, и который обеспечивает ответы прежде, чем будут заданы вопросы.

3.1. Основы импульсных источников питания с ШИМ

Работу импульсных источников питания понять достаточно просто. В отличие от линейных стабилизаторов, в которых используется мощный транзистор в линейном режиме, импульсные источники питания с ШИМ основаны на мощных транзисторах в состоянии насыщения и отсечки. В этих состояниях произведение “вольты · амперы” на мощном транзисторе всегда дает малый результат (насыщение — малое напряжение, большой ток; отсечка — большое напряжение, малый ток). Эта величина, называемая EI, внутри устройства питания, является потерей внутри всех мощных полупроводников.

Более эффективное функционирование импульсного источника питания с ШИМ “нарезкой” входного постоянного напряжения на импульсы, амплитуда которых равна величине входного напряжения, а рабочий цикл регулируется схемой управления импульсного регулятора. Как только входное напряжение преобразуется в переменное с прямоугольной формой волны, амплитуда может быть увеличена

или уменьшена с помощью трансформатора. Дополнительные выходные напряжения можно получить путем добавления к преобразователю вторичных обмоток. В конце концов, формы волны переменного напряжения фильтруются для обеспечения постоянного выходного напряжения.

Схема управления, основная цель которой заключается в поддержании стабильного выходного напряжения, работает точно так же, как и схема управления линейного типа. То есть, функциональные блоки, опорное напряжение и усилитель ошибки такие же как в линейных стабилизаторах. Различие состоит в том, что выход усилителя ошибки здесь помещен в каскаде преобразователя напряжения перед схемой управления силовым переключателем (ключом).

Существует два функциональных типа импульсных источников питания: *прямоходовый* (forward-mode) преобразователь и *повышающий* (boost-mode) преобразователь. Хотя размещение их элементов различается весьма незначительно, их функционирование очень отличается, и у каждого есть свои преимущества в определенных сферах применения.

3.1.1. Прямоходовый преобразователь

Прямоходовые стабилизаторы образуют большое семейство топологий импульсных источников энергии. Их можно распознать по индуктивно емкостному фильтру (далее — LC-фильтру), расположенному сразу после ключа или после выходного выпрямителя на вторичной обмотке трансформатора. Простая форма прямоходового стабилизатора представлена на рис. 3.1. Такой стабилизатор называется *понижающим* (buck).

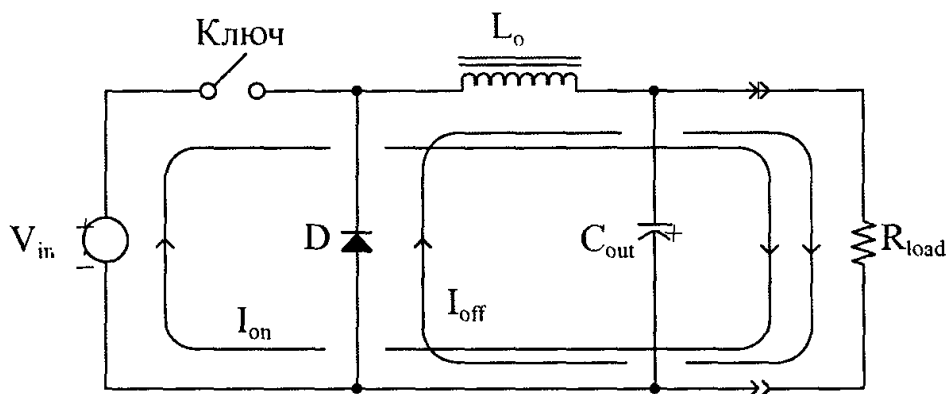


Рис. 3.1. Базовый прямоходовый преобразователь (показан понижающий преобразователь)

Функционирование такого преобразователя можно рассматривать по аналогии с работой механического маховика однопоршневой машины. LC-фильтр, подобно маховику, сохраняет энергию между силовыми импульсами драйвера. На вход LC-фильтра (*ограничительный входной фильтр*) подается срезанное входное напряжение. Фильтр выполняет вольт-временное усреднение колебаний входного напряжения, модулированной по рабочему циклу. Функцию LC-фильтрации можно аппроксимировать следующей зависимостью:

$$V_{out} \approx V_{in} \cdot \text{рабочий цикл} \quad (3.1)$$

Выходное напряжение поддерживается схемой управления путем изменения рабочего цикла. Название "понижающий преобразователь" обусловлено тем, что выходное напряжение должно быть ниже входного.

Функционирование понижающего стабилизатора проще всего исследовать, если разбить его на два периода (рис. 3.2).

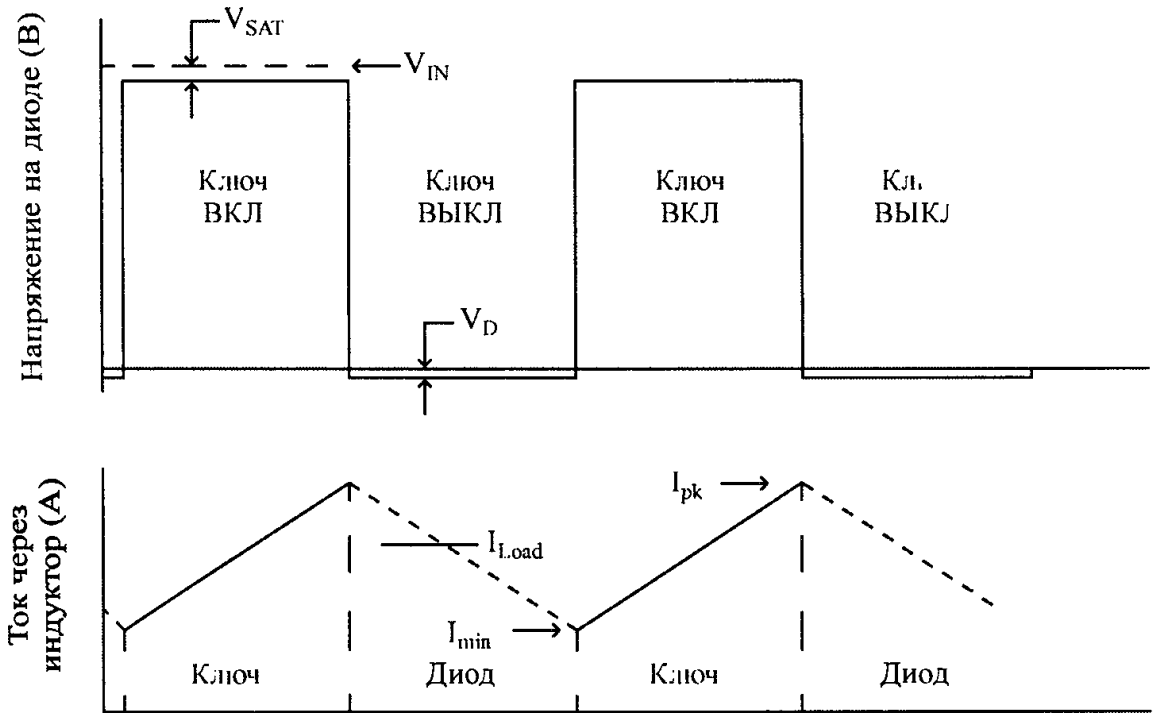


Рис. 3.2. Форма волны напряжения и кривая тока для прямоходового (понижающего) преобразователя.

Когда ключ замкнут (“ВКЛ”, ON), входное напряжение подается на вход фильтра. Ток через индуктор линейно повышается и описывается выражением

$$i_{L(\text{on})} = \frac{(V_{\text{in}} - V_{\text{out}})t_{\text{on}}}{L_0} + i_{\text{mit}} \quad (3.2)$$

Энергия, хранимая внутри индуктора в течение этого периода равна

$$E_{\text{stored}} = 0,5 \cdot L_0 \cdot (i_{\text{pk}} - i_{\text{min}})^2 \quad (3.3)$$

Эта подводимая энергия сохраняется магнитным потоком внутри материала сердечника индуктора.

Когда ключ разомкнут (“ВЫКЛ”, OFF), входное напряжение стремится упасть ниже уровня земли, и диод (D), называемый *ограничивающим диодом* (catch diode), становится прямосмещенным. Он продолжает проводить ток, который прежде протекал через ключ, и часть сохраненной энергии разряжается на нагрузку. Это формирует локальную токовую петлю, состоящую из диода, индуктора и нагрузки. Ток протекающий через индуктор в продолжение этого периода можно описать формулой:

$$i_{L(\text{off})} = i_{\text{pk}} - \frac{V_{\text{out}} \cdot t_{\text{off}}}{L_0} \quad (3.4)$$

Форма кривой тока в это время представляет собой отрицательный линейный пилообразный сигнал с наклоном $-V_{\text{out}}/L$. Когда ключ опять замыкается, диод сразу запирается, и ток теперь протекает через входной источник питания и ключ. Ток протекающий через индуктор (i_{min}) перед самым моментом замыкания ключа, становится током, который должен первоначально протекать через ключ.

Значение выходного постоянного тока нагрузки падает от пикового до минимального. В типичных приложениях пиковое значение тока через индуктор составляет около 150%, а минимальный ток — около 50% постоянного тока нагрузки.

К преимуществам прямоходовых преобразователей относится то, что они показывают более низкие значения размаха напряжения пульсации, чем повышающие

преобразователи, и могут обеспечивать более высокие уровни выходной мощности. Прямоходовые преобразователи могут обеспечивать киловатты мощности.

Трансформатор в схеме может располагаться между ключом и LC-фильтром, и служить для повышения или понижения входного напряжения. Такие топологии формируют семейство преобразователей, называемых *прямоходовыми преобразователями с изолирующим трансформатором* и показанных далее на рис. 3.14–3.17. Трансформатор дает некоторые явные преимущества, такие как обеспечение электрического барьера от входа к выходу и возможность добавления дополнительных выходов. Кроме того, он делает выходное напряжение независимым от уровня входного напряжения.

3.1.2. Повышающий преобразователь

Второе семейство преобразователей — это повышающие преобразователи. Схема простейшего повышающего преобразователя представлена на рис. 3.3.

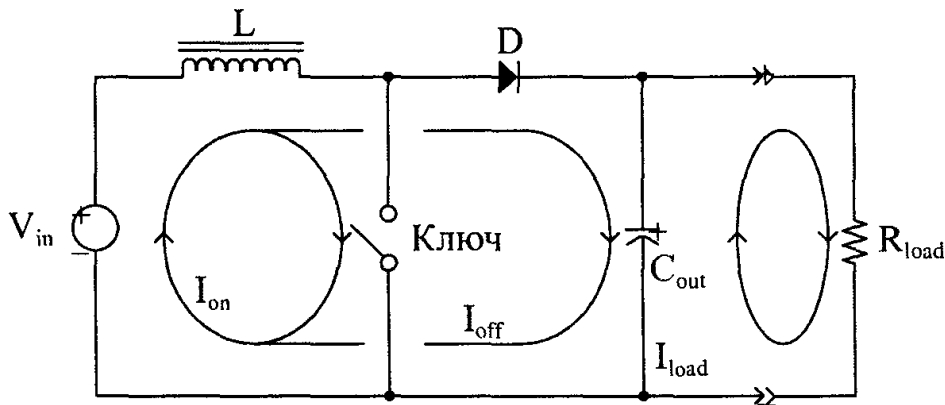


Рис. 3.3. Простейший повышающий преобразователь

Как нетрудно заметить, схема повышающего преобразователя имеет те же части, что и прямоходовой преобразователь, но они иначе расположены. Это новое размещение приводит к тому, что преобразователь работает совершенно по-другому по сравнению с прямоходовым преобразователем. В данном случае, когда ключ замкнут, создается токовая петля, состоящая только из индуктора, ключа и источника входного напряжения. В течение этого периода диод обратнo-смещенный, а кривая тока, протекающего через индуктор (рис. 3.4), также имеет положительный линейный наклон и описывается соотношением:

$$i_L(t_{\text{on}}) = \frac{V_{\text{in}} \cdot t_{\text{on}}}{L} \quad (3.5)$$

Энергия хранится в магнитном потоке внутри материала сердечника индуктора. Когда ключ размыкается, напряжение на индукторе “возвращается” к уровню входного напряжения. Диод сразу же становится прямо смещенным, когда напряжение индуктора превышает выходное напряжение. Затем напряжение индуктора фиксируется на величине выходного напряжения. Этот уровень напряжения, называемый *напряжением обратного хода* (flyback voltage), равен выходному напряжению плюс одно падение прямого напряжения на диоде. Ток через индуктор на протяжении периода разомкнутого ключа описывается формулой:

$$i_L(t_{\text{off}}) = i_{\text{pk(on)}} - \frac{(V_{\text{out}} - V_{\text{in}})t_{\text{off}}}{L} \quad (3.6)$$

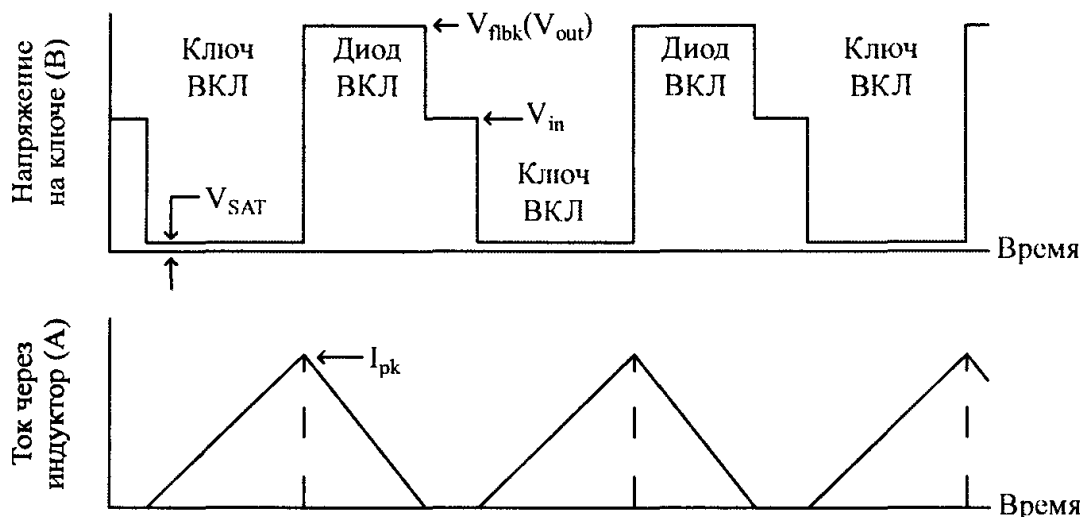


Рис. 3.4. Форма волны напряжения и кривая тока для повышающего преобразователя, работающего в прерывистом режиме

Когда магнитный поток сердечника полностью исчезает до наступления следующего цикла, то такой режим работы называется *прерывистым* (discontinuous). Это видно по кривой тока, протекающего через индуктор, и форме волны напряжения, представленных на рис. 3.4. Когда сердечник опустошается не полностью, в нем находится остаток энергии. Такой режим функционирования, представленный на рис. 3.5, называют *непрерывным* (continuous).

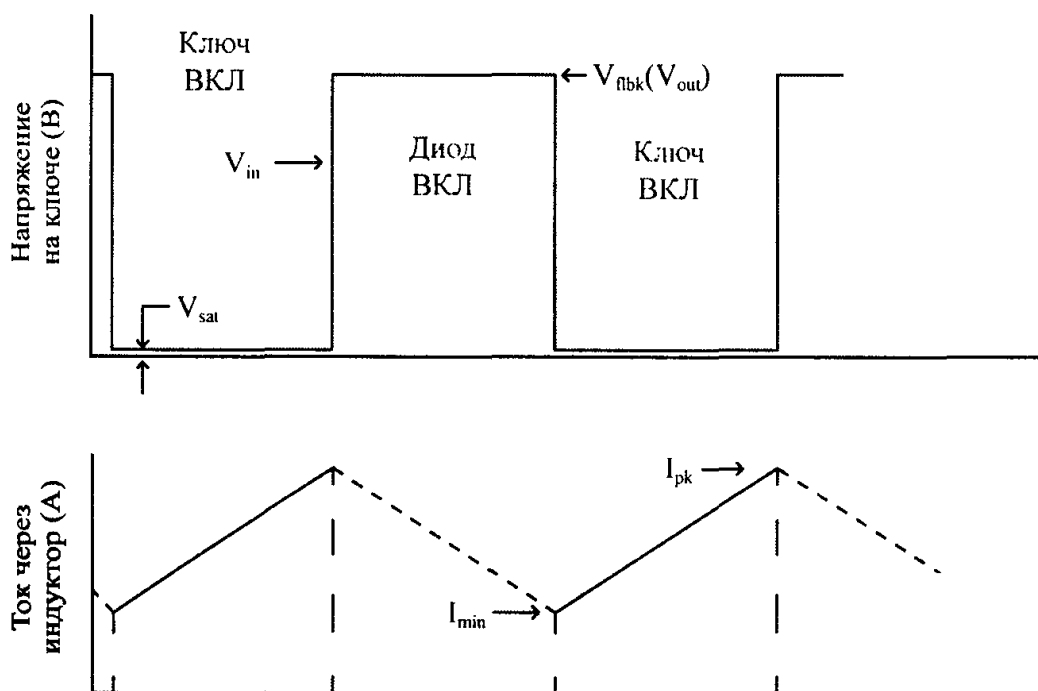


Рис. 3.5. Форма волны напряжения и кривая тока для повышающего преобразователя, работающего в непрерывном режиме

В основном повышающие преобразователи работают в прерывистом режиме, поскольку при работе в непрерывном режиме возникают некоторые характерные проблемы неустойчивости.

Энергия, сохраняемая внутри индуктора повышающего преобразователя, работающего в прерывистом режиме, описывается следующим соотношением:

$$E_{\text{stored}} = 0,5 \cdot L \cdot (i_{\text{pk}})^2$$

Энергия, выделяемая за секунду (Дж/с или Вт), должна быть достаточной для обеспечения требований непрерывного питания нагрузки. Это означает, что энергия, сохраняемая на протяжении времени замкнутого ключа, должна иметь достаточно высокую силу тока I_{pk} , чтобы удовлетворялось следующее выражение:

$$P_{load} < P_{out} = f_{op} [0,5 \cdot L \cdot (I_{pk})^2], \quad (3.8)$$

где f_{op} — частота работы преобразователя.

В повышающем преобразователе выходное напряжение всегда должно быть выше, чем наибольшее значение входного напряжения. Если индуктор заменить трансформатором, как это показано далее на рис. 3.15, то получится топология, называемая *обратноходовым преобразователем* (flyback converter). Напряжение и ток обратного хода, если смотреть от ключа, в данном случае аналогичны току и напряжению обратного хода в повышающем преобразователе, однако зависят от коэффициента трансформации трансформатора. Напряжение обратного хода, которое на вторичной обмотке трансформатора все также равно $V_{out} + V_{diode}$, масштабируется по коэффициенту трансформации, если смотреть от ключа. Трансформатор также обеспечивает диэлектрический барьер от входа к выходу, и от того же трансформатора могут быть получены дополнительные выходные напряжения. Кроме того, выходы становятся независимыми от уровня входного напряжения, благодаря чему обратноходовая топология обретает наибольший входной динамический диапазон среди всех топологий.

Из-за более высоких пиковых токов внутри повышающих преобразователей их можно использовать только в приложениях с мощностью до 150 Вт. Они содержат наименьшее количество деталей среди всех топологий и потому очень популярны в приложениях низкой и средней мощности.

3.2. Блок-схемный подход к разработке импульсных источников питания с ШИМ

Импульсные источники питания с ШИМ очень хорошо подходят для организованного подхода к их проектированию. Они более сложны, и потому могут быть разбиты на элементарные функциональные блоки. Разработчики таких источников питания, сознательно или неосознанно, при проектировании реализуют функционально-блочный подход, который мы здесь и рассмотрим.

Представление проекта в особом, упорядоченном виде значительно упрощает ход проектирования, благодаря предопределению информации, требуемой для последующих этапов. Обычно проектирование резонансных импульсных источников питания и источников с ШИМ начинается с рассмотрения общих характеристик, далее разрабатываются секции питания, затем проектируются управляющие и вспомогательные функции, и, наконец, наступает стадия тестирования и усовершенствования. Все это начинается с хорошо структурированной проектной спецификации, как было описано в разделе 1.3. После исходного определения рабочих характеристик источника и среды, в которой он будет работать, ход проектирования принимает вид блок-схемы, показанной на рис. 3.6.

Вначале следует принять некоторые исходные решения, а именно: выбрать для импульсного источника питания используемую топологию. Как только топология выбрана, направление проектирования определено, и приступить к делу.



Рис. 3.6. Блок-схема последовательности разработки импульсного источника питания с ШИМ

Если следовать блок-схеме, представленной на рис. 3.7, в порядке, определенном последовательностью, представленной на рис. 3.6, то процесс проектирования займет относительно немного времени. Начинаящий разработчик сможет выполнить очень хороший “бумажный проект” (или схему) за 8 рабочих часов, если у него есть хорошая библиотека спецификаций. Для каждого функционального блока на рис. 3.7 есть набор типичных подходов к проектированию. Разработчик, в соответствии со своими требованиями, определяет, какой из подходов наиболее приемлем для потребностей источника питания. Затем, после выполнения проектных работ: использованием параметров, описанных в проектной спецификации. блок-схема разработана в течение считанных минут.

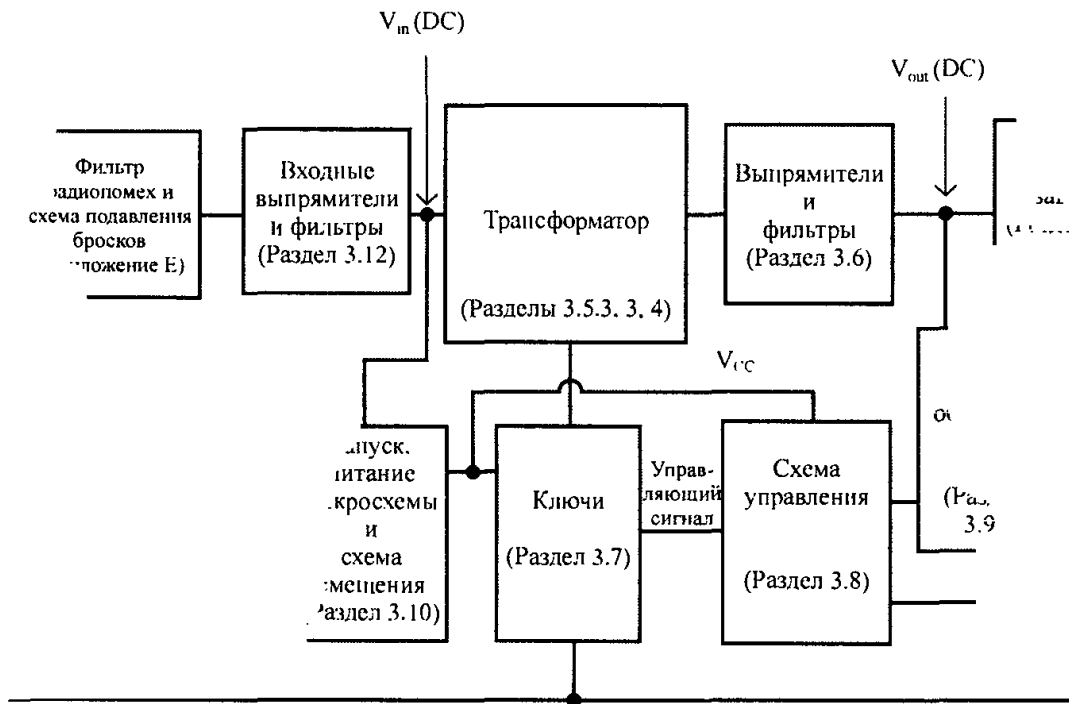


Рис. 3.7. Функциональная блок-схема для импульсного источника питания

3.3. Выбор топологии импульсного источника питания с ШИМ

Главное решение, которое должно быть рассмотрено в начале проектирования импульсного источника питания, заключается в выборе базовой топологии. Термин “топология” относится к размещению компонентов питания в проекте импульсного источника питания. Такое размещение имеет большое влияние на то, в какой среде может благополучно функционировать источник, и сколько мощности он сможет обеспечить для нагрузки. Это тот момент в процессе проектирования, когда нужно найти компромисс между стоимостью и рабочими характеристиками. Каждая топология имеет свои преимущества. В одной топологии может быть низкая стоимость элементов, но при этом она обеспечивает ограниченную мощность; другая же может давать мощность с избытком, но быть более дорогостоящей и т.д. Для любого приложения будут работоспособны более, чем одна топология, но лишь один из вариантов может обеспечить наилучшие рабочие характеристики при приемлемой стоимости. Сопоставление преимуществ различных топологий дано в табл. 3.1.

Таблица 3.1. Сравнение топологий импульсных источников питания с ШИМ

Топология	Диапазон мощностей, Вт	Диапазон напряжений $V_{in(dc)}$	Изоляция вход/выход	Типичный КПД, %	Относительная стоимость элементов
Понижающие	0–1000	5–40	Нет	78	1,0
Повышающие	0–150	5–40	Нет	80	1,0
Инвертирующие	0–150	5–40	Нет	80	1,0
Однотранзисторные прямоходовые	0–150	5–500	Да	78	1,4
Обратноходовые	0–150	5–500	Да	80	1,2
Пушпульные	100–1000	5–1000	Да	75	2,0
Полумостовые	100–500	5–1000	Да	75	2,2
Полномостовые	400–2000+	5–1000	Да	73	2,5

Основными факторами, определяющими оптимальный выбор топологии, являются ответы на следующие вопросы:

- Необходима ли изоляция трансформатора от входа к выходу?
- Какая часть входного напряжения появляется на первичной обмотке трансформатора или индуктора?
- Каково пиковое значение тока, протекающего через ключи?
- Каково максимальное рабочее напряжение на ключах?

Топологии без изолирующих трансформаторов используются для преобразователей, *встроенных на плату*. Они применяются в распределенных системах питания, в которых напряжение промежуточной шины распределено по системе, и каждая плата внутри системы имеет собственные источники питания. Напряжение шины всегда находится на безопасном уровне, который считается неопасным для оператора оборудования, следовательно диэлектрическая изоляция необязательна. Однако в большинстве приложений я настоятельно рекомендую использовать трансформаторную изоляцию. При этом дополнительная стоимость оказывается минимальной по сравнению с дополнительным уровнем защиты для нагрузки. Трансформаторная изоляция обязательна для всех импульсных источников питания с входным напряжением 40 VDC или выше.

Величина напряжения, попадающего на первичную обмотку трансформатора, определяет, какое значение пикового тока протекает через ключи. Импульсные источники питания — это схемы постоянной мощности, то есть, чем ниже первичное напряжение, тем выше пиковые токи для обеспечения необходимой выходной мощности. Для мощных транзисторов и полевых МОП-транзисторах в сборках TO-220 и меньших рекомендуется предел максимального пикового тока 20 А. При большей силе тока сбойные режимы ключей становятся неуправляемыми, и устройства питания трудно защитить. При использовании другой топологии пиковый ток можно уменьшить.

Чем выше максимальное напряжение, подаваемое на ключи, тем выше вероятность того, что они выйдут за пределы своих областей устойчивой работы (safe operating area, SOA). Внутри импульсных источников питания очень распространены всплески напряжения, и возможность превышения этими всплесками номинала напряжения лавинного пробоя ключа становится более вероятна. Что касается топологий с изолирующим трансформатором, промышленное производство было рас-

тределено по определенным топологиям, в зависимости от различных диапазонов выходной мощности (рис. 3.8).

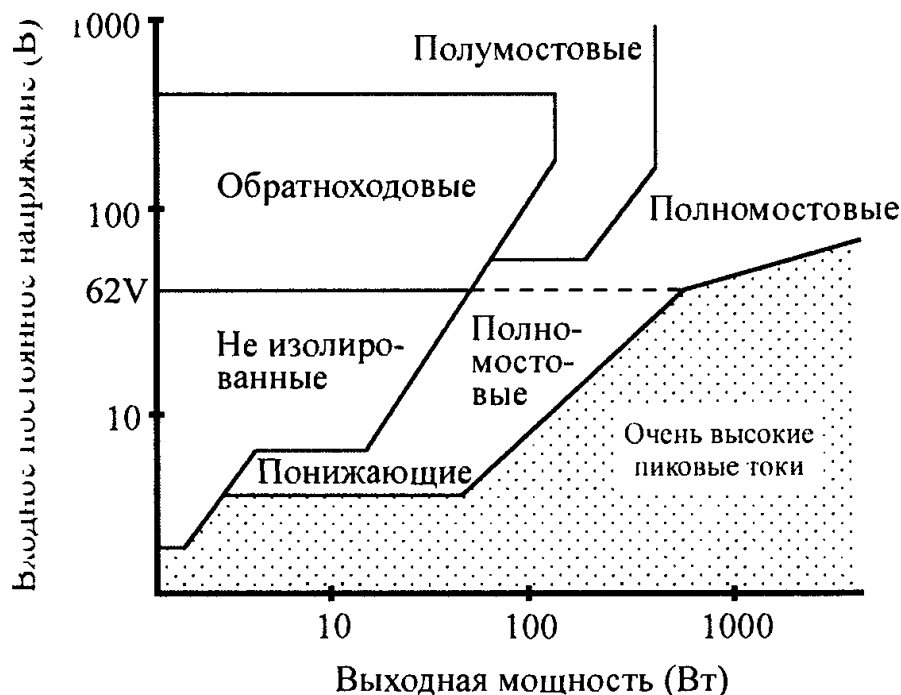


Рис. 3.8. Применение различных топологий

Для мощностей ниже 100 Вт до 150 Вт фаворитом является *обратноходовая* топология (см. рис. 3.12), благодаря малому числу (а следовательно, и стоимости) элементов и более высокому КПД. Однако, поскольку ее пиковые токи значительно более высокие, чем у прямоходовых преобразователей, она достигает пределов области устойчивой работы ключей при относительно низкой выходной мощности.

При выходной мощности от 150 до 500 Вт фаворитом становится *полумостовая* (half-bridge) топология (см. рис. 3.15), в которой стоимость элементов выше, однако все еще в разумных пределах. В полумостовом преобразователе на первичную обмотку подается только половина входного напряжения, благодаря чему пиковые токи довольно терпимы. По этой причине такая технология позволяет получить только до 500 Вт мощности.

При мощностях свыше 500 Вт до нескольких киловатт используется *полномостовая* (full-bridge) топология (см. рис. 3.16). Она требует четыре ключа, два из которых имеют “плавающие” схемы управления, и ее реализация самой дорогостоящей, однако при таких уровнях выходной мощности дополнительные расходы необходимы. В том же диапазоне мощностей также можно использовать *пушпульную* (push-pull) топологию (см. рис. 3.14), однако она страдает от потенциального серьезного состояния отказа, называемого *разбалансировкой сердечника* (core imbalance). Такая разбалансировка возникает, когда магнитный поток внутри трансформатора имеет характеристики, несимметричные относительно “нулевой” точки равновесия. Это приводит к насыщению трансформатора в направлении одного ключа и его выгоранию в течение нескольких наносекунд, когда в нагрузке проявляются ступенчатые изменения. Чтобы избежать этой проблемы, необходимо использовать методики лежимпульсной токовой защиты с управлением по напряжению или по току.

С помощью табл. 3.1 и рис. 3.8 можно довольно точно определить, какая топология лучше всего подойдет для конкретного приложения. На рис. 3.9 – 3.16 показаны схемы и волновые характеристики базовых топологий импульсных источников питания с ШИМ, а также некоторые важные оценочные параметры.

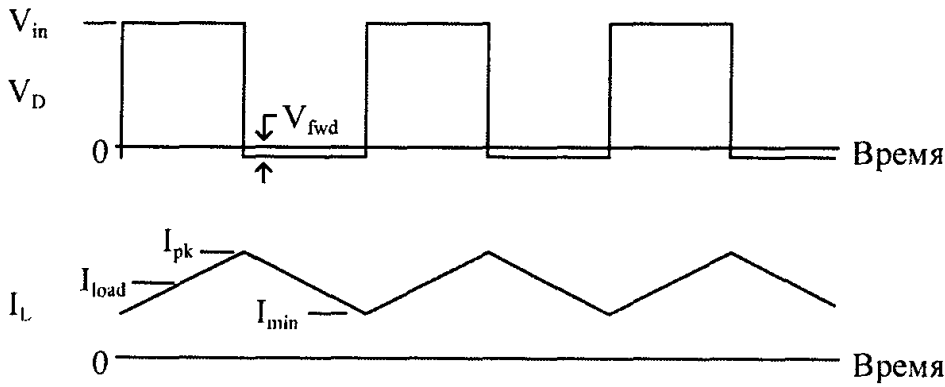
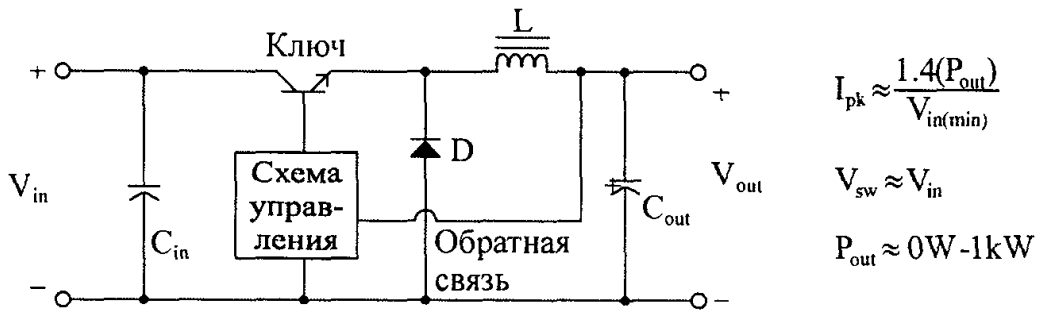


Рис. 3.9. Понижающий преобразователь

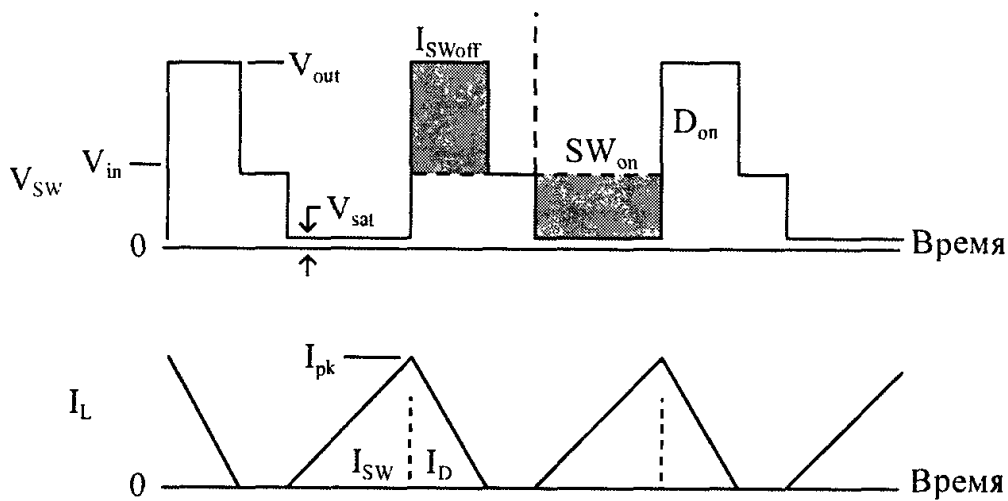
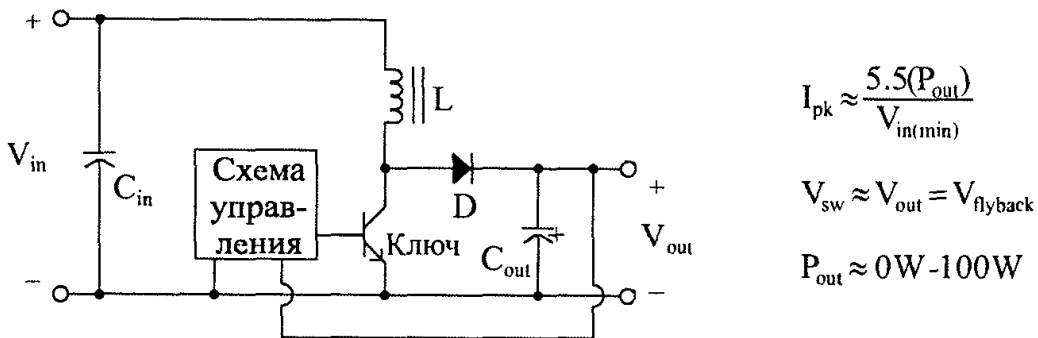


Рис. 3.10. Повышающий преобразователь

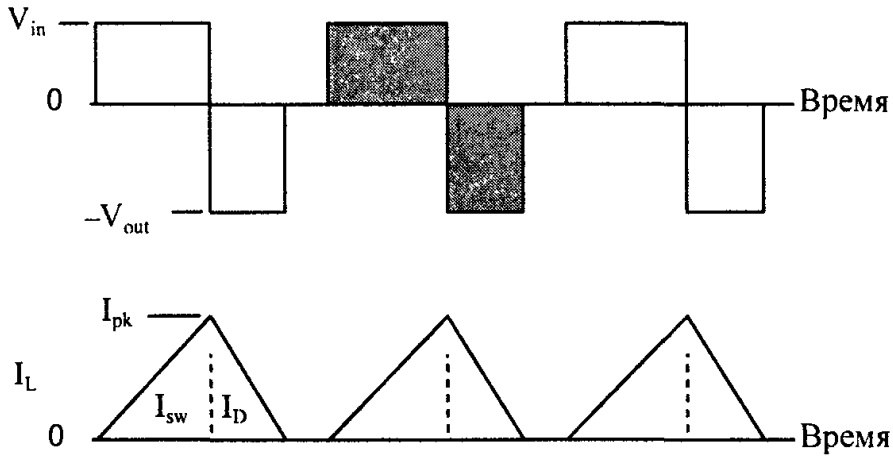
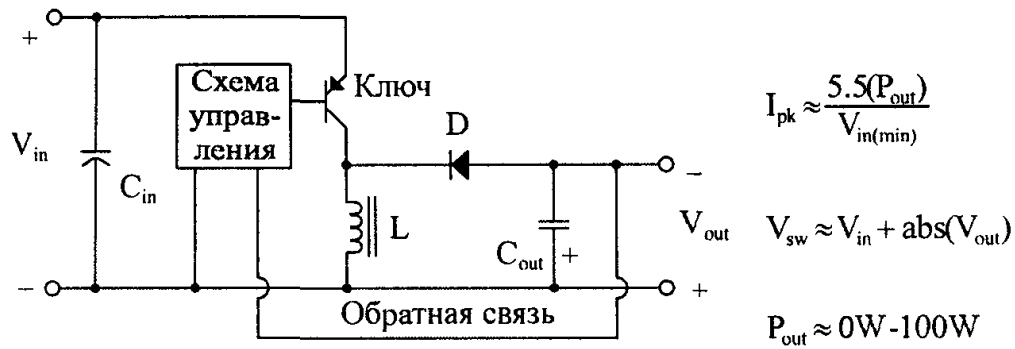


Рис. 3.11. Инвертирующий преобразователь

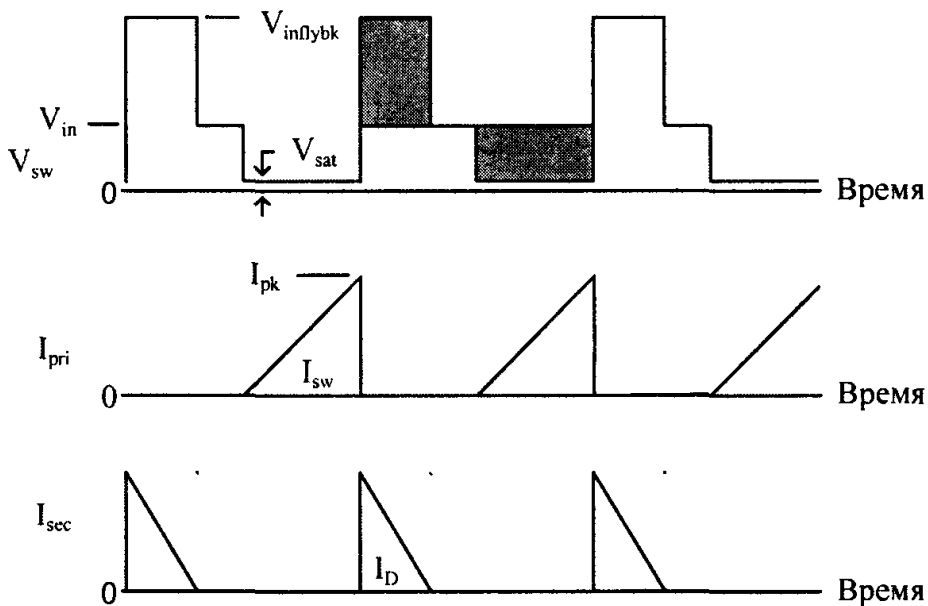
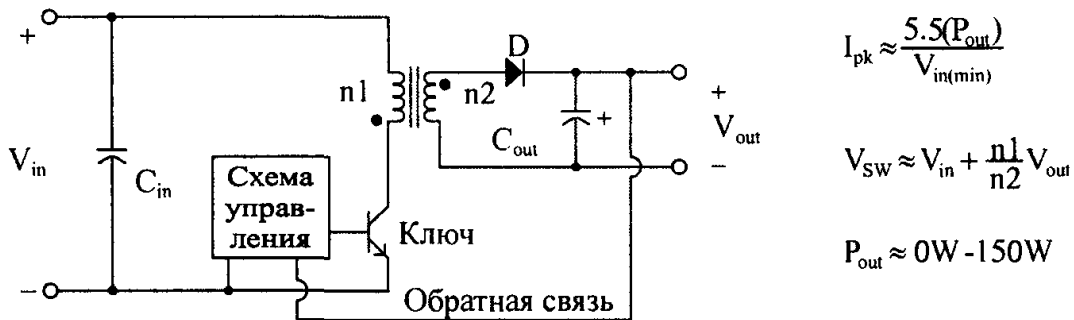
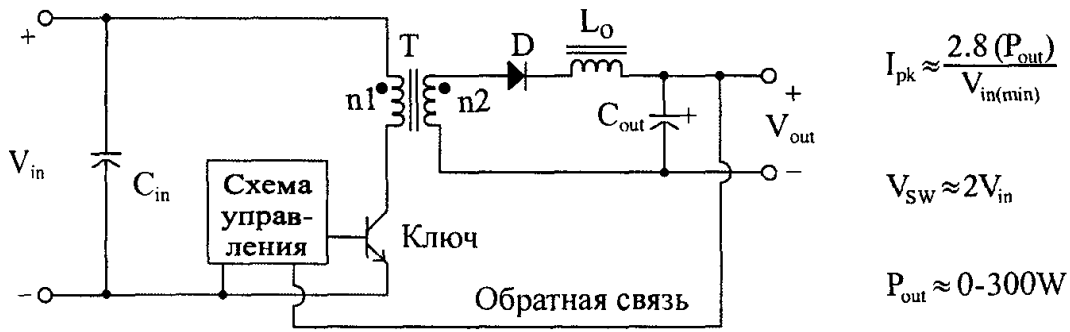


Рис. 3.12. Обратный преобразователь



$$I_{pk} \approx \frac{2.8(P_{out})}{V_{in(min)}}$$

$$V_{SW} \approx 2V_{in}$$

$$P_{out} \approx 0-300W$$

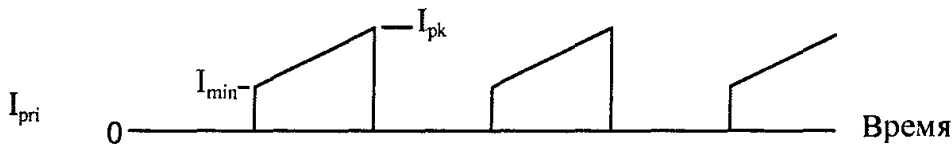
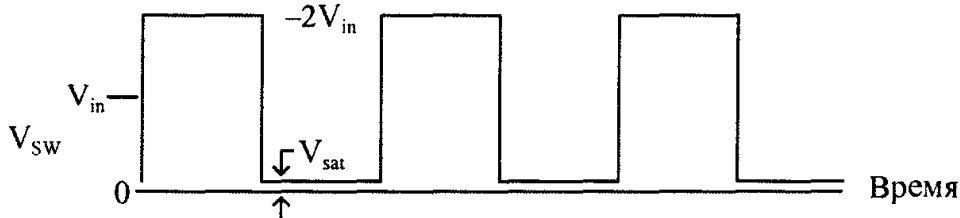
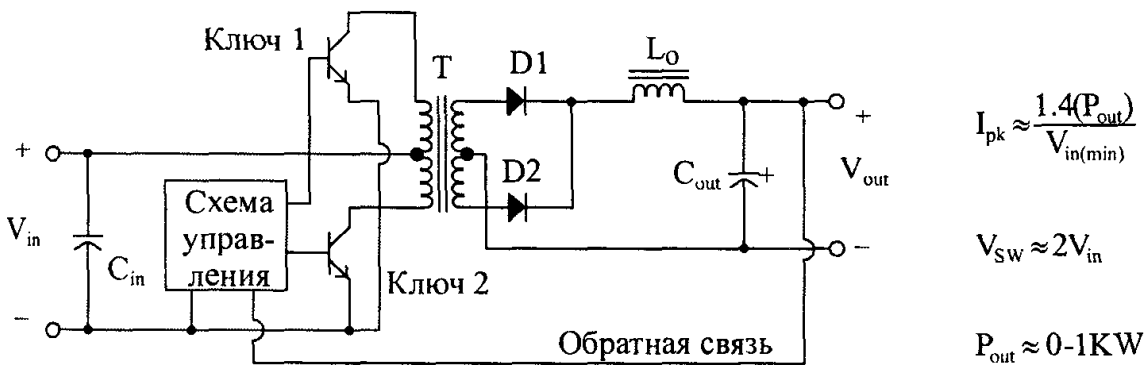


Рис. 3.13. Однотранзисторный прямоходовый преобразователь



$$I_{pk} \approx \frac{1.4(P_{out})}{V_{in(min)}}$$

$$V_{SW} \approx 2V_{in}$$

$$P_{out} \approx 0-1KW$$

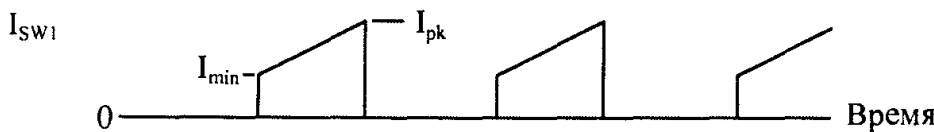
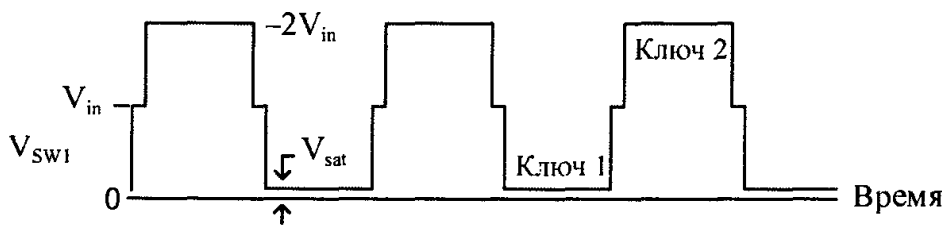
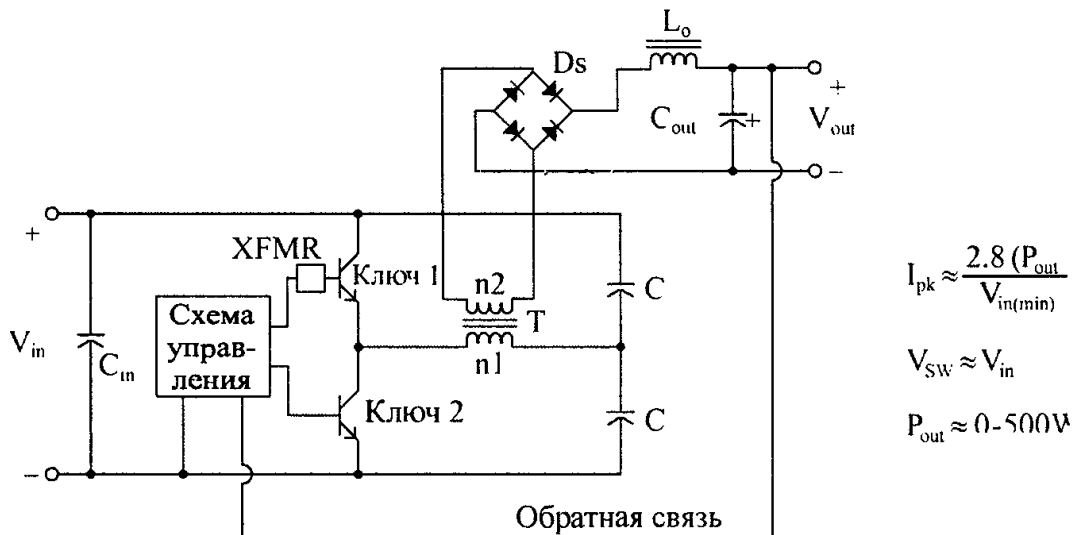


Рис. 3.14. Пушпульный преобразователь



$$I_{pk} \approx \frac{2.8(P_{out})}{V_{in(min)}}$$

$$V_{SW} \approx V_{in}$$

$$P_{out} \approx 0-500W$$

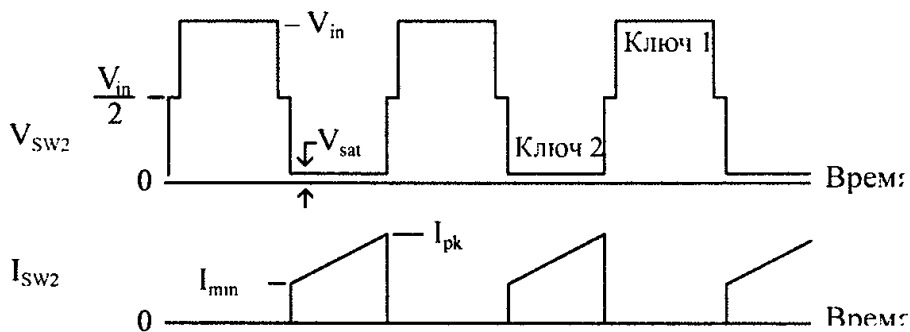
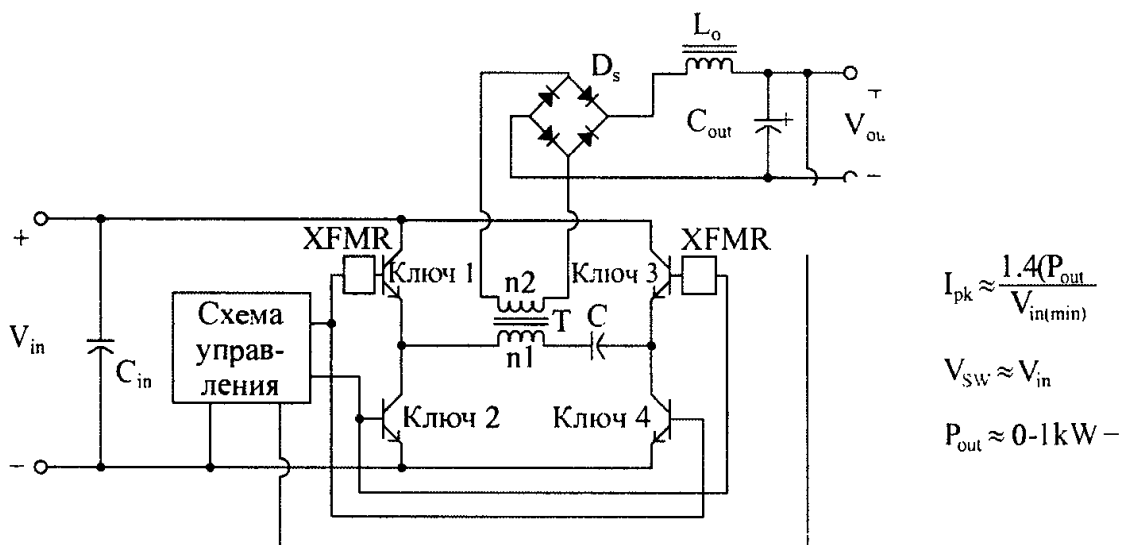


Рис. 3.15. Полумостовой преобразователь



$$I_{pk} \approx \frac{1.4(P_{out})}{V_{in(min)}}$$

$$V_{SW} \approx V_{in}$$

$$P_{out} \approx 0-1kW$$

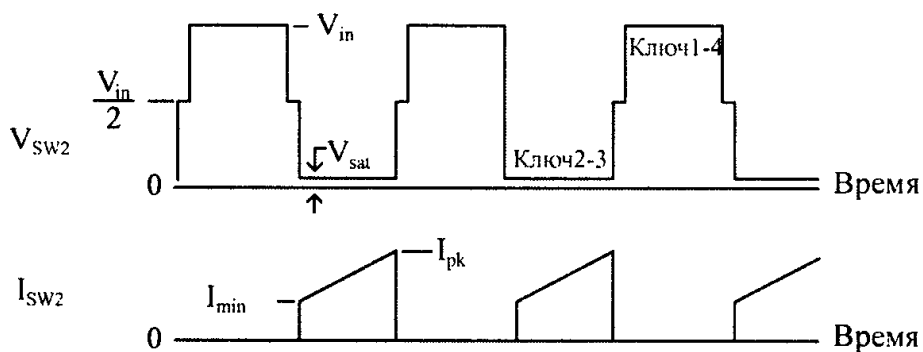


Рис. 3.18. Полномостовой преобразователь

3.4. Оценки “черного ящика” для импульсных источников питания

На этом предварительном этапе фазы проектирования предопределяются некоторые из основных параметров, проявляемых импульсным источником питания. Это позволяет разработчику определить, корректна ли выбранная им топология, и заказать компоненты для макетирования задолго до того, как они потребуются фактически. Кроме того, выясняются значения некоторых особо важных параметров, которые потребуются позже в процессе проектирования. Для выполнения оценок “черного ящика” разработчику требуется знать только параметры внешней среды, взятые из проектной спецификации, а затем рассмотреть будущий источник питания как некий “черный ящик”, то есть, объект, имеющий только входные и выходные линии (рис. 3.17).

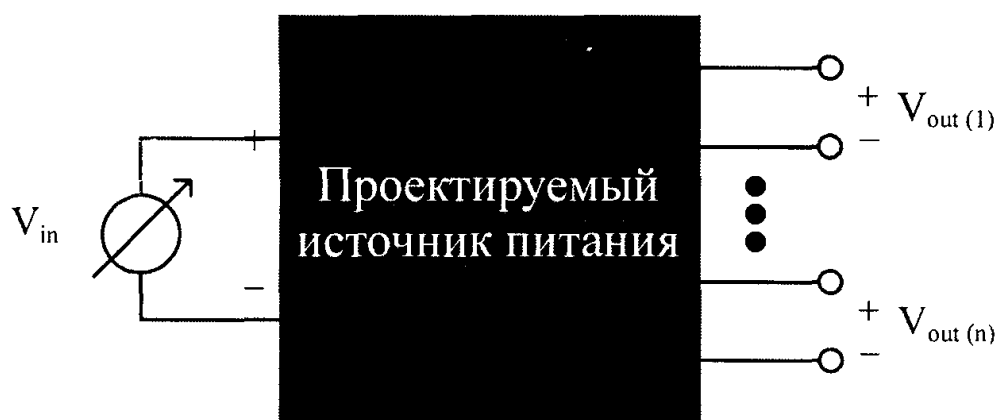


Рис. 3.17. Импульсный источник питания, представленный в виде “черного ящика”

Оценка выполняется по следующим формулам.

1. Выходная мощность

$$P_{\text{out}} = \sum_{m=1}^n (V_{\text{out}(m)} \cdot I_{\text{out}(m)}) \quad (3.9)$$

2. Входная мощность

$$P_{\text{in}} \cong \frac{P_{\text{out}}}{\text{КПД}} \quad (3.10)$$

3. Средние значения входных токов

$$I_{\text{in(av)(nom)}} = \frac{P_{\text{in}}}{V_{\text{in(nom)}}} \quad (3.11)$$

где “nom” — обозначение рабочей величины входного напряжения в процессе нормального функционирования источника.

Рассчитайте также наибольшее среднее значение входного тока, который протекает самом низком заданном входном напряжении. Эта величина позволяет разработчику определить диаметр провода, используемого для первичной обмотки трансформатора или индуктора.

4. Входной пиковый ток

$$I_{\text{pk}} = \frac{k \cdot P_{\text{out}}}{V_{\text{in(min)}}} \quad (3.12)$$

0,4 — для понижающих, полупрямоходовых и полномостовых преобразователей; $k = 2,8$ — для полумостовых и прямоходовых преобразователей; $k = 5,5$ — для инвертирующих, инвертирующих и обратноходовых преобразователей.

Важного тока полезно знать при проектировании обратноходовых трансформаторов. Для прямоходовых источников питания эта величина особого значения не имеет.

Таблица 3.2. Параметры мощных полупроводниковых элементов

Таблица 3.2 имеет прогнозируемые величины напряжения и тока для различных топологий. Эти оценки имеют коэффициент достоверности около 0,8. Выбор топологии питания на данной стадии проектирования может сдвинуться позже в процессе выполнения программы, поскольку не все элементы будут работать в приложении. В табл. 3.2 содержатся уравнения, которые являются ориентировочными, но будут работать в приложении.

Таблица 3.3. Минимальные параметры мощных полупроводниковых элементов

Элемент		Ключ на полевом КМОП-транзисторе		Выпрямители	
CEO	I_C	V_{DSS}	I_D	V_R	I_F
V_{in}	I_{out}	V_{in}	I_{out}	V_{in}	I_{out}
V_{out}	$\frac{2P_{out}}{V_{in(min)}}$	V_{out}	$\frac{2P_{out}}{V_{in(min)}}$	V_{out}	I_{out}
$-V_{out}$	$\frac{2P_{out}}{V_{in(min)}}$	$V_{in} - V_{out}$	$\frac{2P_{out}}{V_{in(min)}}$	$V_{in} - V_{out}$	I_{out}
$2V_{in}$	$\frac{1,5P_{out}}{V_{in(min)}}$	$2V_{in}$	$\frac{1,5P_{out}}{V_{in(min)}}$	$3V_{out}$	I_{out}
$V_{in(max)}$	$\frac{2P_{out}}{V_{in(min)}}$	$1,5V_{in(max)}$	$\frac{2P_{out}}{V_{in(min)}}$	$10V_{out}$	I_{out}
$2V_{in}$	$\frac{1,2P_{out}}{V_{in(min)}}$	$2V_{in}$	$\frac{1,2P_{out}}{V_{in(min)}}$	$2V_{out}$	I_{out}
V_{in}	$\frac{2P_{out}}{V_{in(min)}}$	V_{in}	$\frac{2P_{out}}{V_{in(min)}}$	$2V_{out}$	I_{out}
V_{in}	$\frac{1,2P_{out}}{V_{in(min)}}$	V_{in}	$\frac{1,2P_{out}}{V_{in(min)}}$	$2V_{out}$	I_{out}

Таблица 3.4. Коэффициенты потерь (дополнительно)

Среди различных секций внутри импульсных источников питания можно предсказать, исходя из опыта. Пропорции таких потерь, от направлений проектирования, которым следует разрабатывать на данном этапе требуются только приблизительные оценки. Таблица 3.4 является "типичными" КПД для всех основных топологий и процент потерь между каскадом ключа и каскадом выходного выпрямителя.

Таблица 3.5. Коэффициенты потерь "черного ящика" для потерь в различных топологиях

Тип ключа		Общий КПД (%)	Оценочный процент общих потерь, $P_{\%}$			
Биполярный	МОП		Ключ и драйвер	Выходной выпрямитель	Магнетики	Прочие элементы
X		72	42	48	5	5
	X	76	35	55	5	5

Таблица 3.3. Окончание

Топология	Тип ключа		Общий КПД (%)	Оценочный процент общих потерь, $P_{(\%)}$			
	Би-полярный	МОП		Ключ и драйвер	Выходной выпрямитель	Магнетики	Прочие элементы
Повышающие	X		74	55	35	5	5
		X	77	48	42	5	5
Инвертирующие	X		74	55	35	5	5
		X	77	48	42	5	5
Обратноходовые	X		75	44	46	5	5
		X	78	33	57	5	5
Полупрямоходовые	X		74	44	46	5	5
		X	77	33	57	5	5
Пушпульные	X		69	50	40	5	5
		X	72	40	50	5	5
Полумостовые	X		69	48	42	5	5
		X	72	40	50	5	5
Полномостовые	X		65	50	40	5	5
		X	70	40	50	5	5

Для определения соответствующей потери каждой секции для выбранной топологии источника питания используется следующее соотношение:

$$P_{\text{loss(ckt)}} = P_{\text{in}} \cdot (1 - \text{КПД}) \cdot P_{(\%)} \quad (3.13)$$

где $P_{(\%)}$ — типичный оценочный процент потерь требуемой секции по отношению к общим потерям источника питания (см. табл. 3.3).

Если топология содержит несколько ключей, то следует умножить значение $P_{\text{loss(ckt)}}$ на:

- 0,5 (50%) — для пушпульных и полумостовых преобразователей;
- 0,25 (25%) — для полномостовых преобразователей.

Для оценки потерь внутри каждого выходного выпрямителя в импульсном источнике питания с несколькими выходами используется соотношение мощности требуемого выхода к общей выходной мощности:

$$P_{r(n)} \approx P_{\text{in}} \cdot (1 - \text{КПД}) \cdot P_{(\%)} \cdot (P_{\text{out}(n)} / P_{\text{out}}) \quad (3.14)$$

Данные о потерях можно использовать для определения подходящих сборок, необходимых для полупроводников. Можно установить, например, какие полупроводники следует подсоединить к теплоотводу и сколько таких теплоотводов требуется.

На этом этап оценки “черного ящика” завершается. Как видите, с помощью этих оценок можно получить некоторую очень полезную информацию.

3.5. Проектирование магнитных элементов

Проектирование магнитных элементов формирует костяк для хорошего проекта импульсного источника питания. Их точная электрическая и физическая разработка оказывает большое влияние на надежность функционирования каждого импульсного источника питания. Теории и проектированию магнитных элементов посвящены

целые тома, но, следуя целям этой книги, я выбрал другой подход. Поскольку импульсные источники питания являются узким приложением магнитных элементов, процесс их проектирования можно значительно сконцентрировать и упростить. Это ускорит практическую разработку без необходимости понимать тонкости, имеющие отношение ко всем аспектам проекта. Более подробно функционирование материалов сердечника описано в Приложении Г.

3.5.1. Обобщенный план проектирования магнитных элементов

Частичная неразбериха в проектировании магнитных элементов связана с неточностями, закладываемыми в их конструкцию. В лучшем случае, результаты расчетов следует рассматривать лишь как “оценочные”. Корректировка результата расчета в том или ином направлении будет все так же приводить к рабочему результату, однако может открыть преимущества в каком-либо другом аспекте проектирования источника питания, таком как размеры сердечника, входной динамический диапазон источника и т.п. Эти компромиссы будут обсуждены в соответствующих пунктах последующего текста.

Обобщенный план проектирования магнитных элементов состоит из шести пунктов.

1. Выберите материал сердечника, подходящий для приложения и соответствующий частоте функционирования источника питания (Приложение Г).
2. Выберите желаемую форму сердечника, удовлетворяющую требованиям приложения и любых регулятивных органов (Приложение Г).
3. Определите размеры сердечника, необходимые для обеспечения требуемой выходной мощности источника питания (раздел 3.5.2).
4. Определите, нужен ли воздушный зазор, и вычислите количество витков, необходимых для каждой обмотки. Затем определите, соответствует ли точность выходных напряжений требованиям, и можно ли физически расположить рассчитанную обмотку на сердечнике с выбранными размерами (разделы 3.5.3 – 3.5.7).
5. Выполните обмотку магнитного компонента, используя методики, описанные в разделе 3.5.9.
6. На стадии создания опытного образца проверьте работу сердечника на предмет уровней выбросов напряжения, перекрестной стабилизации, выходной точности и пульсации, радиопомех и т.д., и выполните необходимые корректировки.

Если перечисленная выше последовательность выполнена, то начальное проектирование любого магнитного компонента должно занять не более 30 минут. Всю необходимую дополнительную информацию можно найти на Web-сайтах производителей сердечников, перечисленных в Приложении Г.

3.5.2. Определение размеров магнитного сердечника

Каждый производитель использует различные процедуры определения размеров сердечника. Одни используют графики, другие просто формулируют, какую мощность каждый сердечник может “обработать” для конкретного приложения, а некоторые используют загадочные уравнения вперемешку с набором каких-то несвязанных модулей. Для оценки начальных размеров сердечника в качестве обобщенных подходов используются следующие две процедуры.

Рассматриваемые далее методы принимают две формы. Первая — это простая таблица размеров в зависимости от мощности, которая дает примерную оценку, если у вас нет множества обмоток или они несложны. Вторая форма реализует расчетный подход, который имеет некие “настроечные параметры”, определяющие количество обмоток и соответствие компонента требованиям регулятивного органа. Полученные в обоих случаях результаты следует расценивать только как оценочные, и потому заказывать не только образцы сердечника вычисленного размера, но и образцы следующего по величине размера. Это избавит от необходимости позже возвращаться назад, если обмотки станут слишком большими для сердечника.

Существует пять основных факторов, влияющих на выбор размеров сердечника для некоторого приложения:

Фактор	Действующий параметр
Выходная мощность	A_c (площадь сечения сердечника)
Биполярный или униполярный поток	A_c (площадь сечения сердечника)
Входное напряжение	A_w (площадь окна)
Количество обмоток	A_w (площадь окна)
Конфигурация обмотки	A_w (площадь окна)

Другие вопросы проектирования относятся к функционированию магнитного элемента: желаемый диапазон индуктивности рассеяния для каждой обмотки, электростатическое экранирование и т. п. (см. Приложение Г). Эти факторы влияют на размеры и стоимость конечного магнитного элемента.

Метод 1

Используя табл. 3.4, определяем диапазон мощностей, в который попадает приложение. По спецификации производителя сердечников находим сердечник, соответствующий приложению, и выбираем ближайший или следующий по величине размер сердечника. Заказываем выбранные образцы (см. табл. 3.4).

Таблица 3.4. Приблизительные размеры сердечника по значению выходной мощности

Диаметр кольцевого IPR-сердечника, мм	Размер формы
16	
20	
30	
38	
51	

С предположения о наличии тол. обмотка и каждое дополнительное с. к площади сечения обмотки и след. каждого фактора перемножаются для получения “коэффициента масштабирования”. Затем этот коэффициент и размера базового однообмоточного индуктора. Далее определяем размер однообмоточного и-

$$W_a A_c = \frac{0,68 \cdot P_{out} \cdot d_w \cdot 10^3}{B_{max} \cdot f}$$

ия проволоки, используемой в первичной обмотке, пиковое значение рабочей магнитной индукции и общая выходная мощность. Необходимо учитывать влияние масштабирования при проектировании. Такие коэффициенты

Коэффициент масштабирования трансформатора	Коэффициент масштабирования
Трансформатор	1,1
Сердечник	1,2 или 1,3
Вторичные обмотки	1,2; 1,3 или 1,4
Первичные обмотки	1,3 или 1,4
Изоляция и CSA	1,1 или 1,2
	1,1 или 1,2
	1,1

... индивидуальные коэффициенты масштабирования:

$$K_{\text{net}} = K_a \cdot K_b \cdot \dots \quad (3.16)$$

Размер сердечника готового трансформатора вычисляем по формуле

$$W_a A'_c = K_{\text{net}} \cdot W_a A_c \quad (3.17)$$

В данной системе результат будет представлен в м⁴. В некоторых спецификациях производителей сердечников указан параметр $W_a A_c$ сердечника, который можно сравнить с результатами рассмотренных выше вычислений. Следует выбрать сердечник со значением $W_a A_c$, ближайшим или следующим по величине.

Если вы хотите использовать собственный метод производителя для определения размеров сердечника, то вполне можете это сделать. Эта фаза в проектировании трансформатора является в значительной мере лишь оценочной.

3.5.3. Проектирование прямоходового трансформатора

Прямоходовый трансформатор выполняет две основные функции:

- обеспечение диэлектрического изоляционного барьера от входа к выходу;
- повышение или понижение сигнала входного переменного напряжения с широтно-импульсной модуляцией.

Ход проектирования превращается в пошаговую процедуру.

Прямоходовый трансформатор не хранит никакой энергии, за исключением незначительного ее количества, связанного с намагничиванием самого материала сердечника. Существуют только два основных аспекта, которые важны во время общего схематического проектирования трансформатора:

- пиковая рабочая магнитная индукция (B_{max}) никогда не должна близко приближаться к состоянию насыщения или входить в это состояние во всем рабочем диапазоне источника питания;
- достаточную ли точность выходного напряжения в сравнении с проектной спецификацией обеспечивают полученные обмотки?

Другие аспекты важны в процессе физической намотки проволоки и касаются потерь в обмотке, индуктивности рассеяния, экранирования, наличия и физического пространства. Сейчас же их рассматривать нет необходимости.

Первый шаг заключается в определении количества витков первичной обмотки. Для этого используются параметры из спецификации конкретного сердечника и его материала. Кроме того, уже должен быть определен минимальный уровень магнитной индукции. Число витков вычисляется по следующей формуле:

$$N_{\text{pri}} = \frac{V_{\text{in(nom)}}}{4 \cdot B_{\text{max}} \cdot f \cdot A_c}, \quad (3.18)$$

где: A_c — эффективная площадь поперечного сечения рассчитываемого сердечника, м^2 ; $V_{\text{in(nom)}}$ — типичное рабочее входное напряжение, В; B_{max} — максимальная рабочая магнитная индукция, Тл (вебер/ м^2).

Это число витков теперь будет служить отправной точкой для расчета всех других обмоток.

Далее определим количество витков вторичной обмотки с самой большой выходной мощностью. При этом нельзя оставить без внимания падение напряжения на выходных выпрямителях. Для вычисления числа витков для этой обмотки используем следующую формулу:

$$N_{\text{sec}} = \frac{1,1 (V_{\text{out}} + V_{\text{fwd}})}{N_{\text{pri}} (V_{\text{in(min)}}) DC_{\text{max}}}, \quad (3.19)$$

где: V_{fwd} — падение прямого напряжения предполагаемого выходного выпрямителя; DC_{max} — максимальный ожидаемый рабочий цикл (хорошее значение — 0,95); $V_{\text{in(min)}}$ — минимальное ожидаемое входное напряжение.

По этой же формуле можно рассчитывать необходимо число витков вторичных обмоток при самом низком предполагаемом входном напряжении. При любом входном напряжении, значение которого ниже этого, стабилизация нарушается.

Следующий шаг заключается в определении количества витков других вторичных обмоток на основании числа витков первой вторичной обмотки. Для этого используется формула:

$$N_{\text{sec(n)}} = \frac{(V_{\text{out(n)}} + V_{\text{D}}) N_{\text{sec(1)}}}{V_{\text{out(1)}} + V_{\text{D1}}}, \quad (3.20)$$

где: $V_{\text{out(n)}}$ — дополнительное выходное напряжение; V_{D} — предполагаемый падение прямого напряжения выпрямителя.

Результатом этого расчета всегда будет нецелое число, однако многие сердечники могут содержать только целое количество витков. Следовательно, результаты следует округлить до ближайшего целого значения. Это приводит к ошибкам в конечных выходных напряжениях этих дополнительных выходов, поэтому необходимо проверить, не слишком ли эти ошибки велики для приложения.

Используя исходные величины “вольт на виток” выходов, рассчитайте новые выходные напряжения по округленным значениям числа витков в дополнительных обмотках. Если ошибка по какому-либо выходному напряжению окажется слишком большой, сначала измените технологию выпрямителя — на тот, который имеет более высокий или более низкий уровень падения прямого напряжения. Если этого окажется недостаточно, добавьте один виток к исходной выходной обмотке, рассчитайте новые количества витков на дополнительных обмотках и снова выполните оценку полученной ошибки. Если результат по-прежнему окажется неприемлемым, вернитесь к первичной обмотке, добавьте витков и выполните повторные расчеты для вторичных обмоток. Помните, что добавление витков на первичной обмотке смещает в безопасном направлении низшей магнитной индукции, а добавление витков ко вторичной обмотке приводит к нарушению стабилизации при более низком входном напряжении. Такой итеративный процесс следует продолжать до тех пор,

тока все выходы не будут иметь приемлемые величины ошибок по отношению к “идеальному” выходному напряжению. При этом незначительную остаточную ошибку в выходных напряжениях проектировщик должен воспринимать как факт, которым следует смириться.

Следующим шагом является решение вопроса о том, каким образом будут расположены вторичные обмотки. То есть, хотите ли вы иметь изолированные вторичные обмотки, обмотки со средней точкой или без средней точки, или же использовать вторичные обмотки в “автотрансформаторном” стиле, совместно использующие обмотки выходов более низкого напряжения (рис. 3.18).

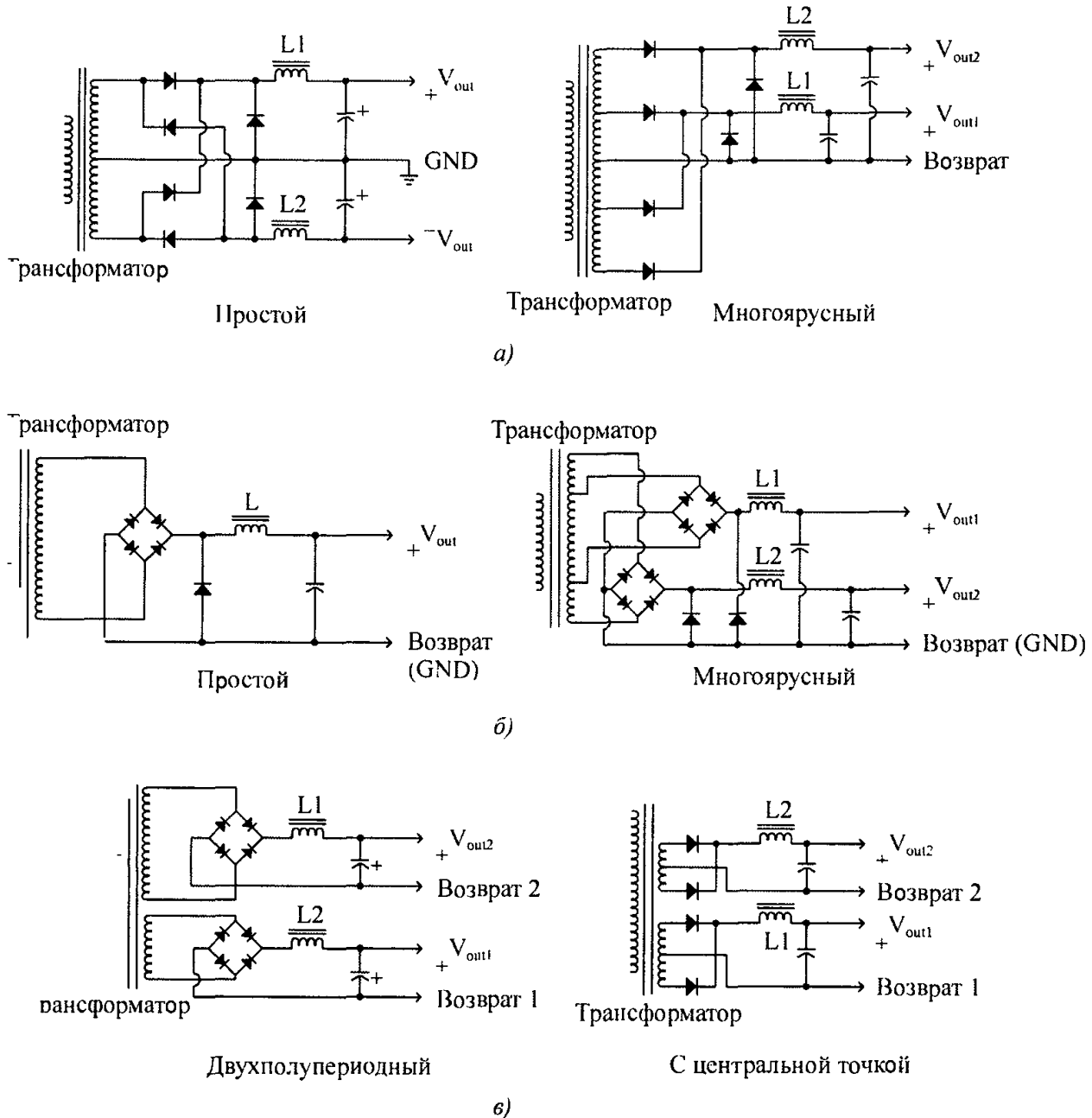


Рис. 3.18. Размещение вторичных обмоток в прямоходовом режиме: а — вторичные обмотки с центральной точкой; б — двухполупериодные вторичные обмотки; в — изолированные вторичные обмотки

Помните, что количество тока, протекающего через каждую половину обмотки с центральной точкой, составляет половину непрерывного тока и, следовательно, требуется лишь половина площади поперечного сечения проволоки. Кроме того, автотрансформаторные обмотки имеют более одного выходного тока, протекающего через низшую обмотку, поэтому необходимо подбирать диаметр проволоки.

Наконец, в “бумажном проекте” разработчик должен удостовериться, что витки при выбранном диаметре проволоки укладываются в пространстве, отведенном для обмоток. Это выполняется путем умножения количества витков на поперечное сечение проволоки для каждой обмотки, после чего следует удостовериться, что полученное значение не превышает области обмотки, определенной для сердечника или катушки.

$$W_a \approx k \cdot \sum (N_i \cdot A_{w(i)}), \quad (3.21)$$

где k — значение в пределах от 1,2 до 1,4 для недостаточности обмоток и изоляционной ленты.

На заключительном шаге проектирования выбирается метод для физического конструирования трансформатора, о чем речь пойдет далее в разделе 3.5.8.

3.5.4. Проектирование обратноходового трансформатора

Работа обратноходового трансформатора отличается от работы прямоходового трансформатора. Вместо того, чтобы обе обмотки проводили ток одновременно, энергия сохраняется в материале сердечника первичной обмоткой и затем передается в цепь вторичной обмотки, когда первичная отключается. Соответственно, классические трансформаторные соотношения *вносимых полных сопротивлений* (reflected impedance) и витков первичной обмотки к вторичной напрямую неприменимы. Теперь основное значение приобретают напряжение, время и энергия.

Для того чтобы приступить к проектированию, на этапе оценок “черного ящика” должна быть оценена величина пикового тока. Кроме того, должны быть выбраны форма и материал сердечника (см. Приложение Г). На этот раз для надежного функционирования необходим воздушный зазор.

Начинаем с констатации того факта, что в период, когда ключ замкнут, первичная обмотка выполняет роль элементарного индуктора и подчиняется равенству (3.22):

$$I_{pk} = \frac{V_{in} \cdot T_{on}}{L_{pri}}. \quad (3.22)$$

Разрешив это равенство относительно L_{pri} и выполнив подстановку $T_{on} = \delta_{(max)}/f$, можем по формуле (3.23) рассчитать максимальную индукцию первичной обмотки, используя известные параметры функционирования источника питания:

$$L_{pri} = \frac{V_{in(min)} \cdot \delta_{max}}{I_{pk} \cdot f}, \quad (3.23)$$

где δ_{max} — максимальный рабочий цикл (обычно 50% или 0,5).

Это значение индукции следует рассматривать как максимальное, поскольку любое более высокое значение будет приводить к нарушению стабилизации источником питания выше минимума рабочего входного напряжения.

Энергия, поступающая в сердечник на протяжении времени замкнутого состояния ключа, описывается формулой:

$$E_{stored} = \frac{L_{pri} \cdot (I_{pk})^2}{2} \quad (3.24)$$

Для того чтобы убедиться в том, что способность трансформатора поддерживать максимальную непрерывную выходную мощность сможет удовлетворить требованиям по максимальной мощности нагрузки, вычисляем:

$$P_{in(core)} = 0,5 \cdot L_{pri} \cdot (I_{pk})^2 \cdot f_{op} > P_{out} \quad (3.25)$$

Воздушный зазор требуется для всех устройств с управлением униполярным магнитным потоком, наподобие этого. Один из методов расчета такого зазора демонстрирует следующее уравнение:

$$l_{gap} = \frac{0,4\pi L_{pri} (I_{pk})^2}{A_c (B_{max})^2}, \text{ м} \quad (3.26)$$

где: A_c — эффективная площадь поперечного сечения сердечника, м^2 ; B_{max} — максимальная рабочая магнитная индукция, Тл (вебер/ м^2).

Это — лишь оценочная длина воздушного зазора. Разработчик должен использовать ближайшую величину воздушного зазора из стандарта для сердечника.

Производитель сердечника для длины каждого воздушного зазора указывает параметр, обозначаемый A_L . Этот параметр характеризует индуктивность сердечника, если на него намотано 1000 витков. Для определения числа витков, требуемых для достижения желаемого значения индуктивности, используется формула:

$$N_{pri} = 1000 \sqrt{\frac{L_{pri}}{A_L}}, \quad (3.27)$$

где L_{pri} — величина индуктивности первичной обмотки, мГн.

Если для некоторой комбинации “сердечник/воздушный зазор” величина A_L не указана, то можно воспользоваться формулой (3.28), в которой используются единицы метрической системы: теслы и метры:

$$N_{pri} = \frac{B_{max} l_{gap} (actual)}{0,4\pi I_{pk}} \quad (3.28)$$

Эта величина соответствует максимальной индуктивности первичной обмотки, которая может поместить требуемую энергию в сердечник в период подачи самого низкого уровня ожидаемого входного напряжения. Любые дальнейшие модификации этого числа должны выполняться в направлении его снижения.

Теперь определим количество витков вторичной обмотки наибольшей мощности с использованием соотношения (3.29):

$$N_{sec} = \frac{N_{pri} (V_{out} + V_{fwd})(1 - d_{max})}{V_{in(min)} \cdot d_{max}}, \quad (3.29)$$

где d_{max} — максимальный рабочий цикл (обычно 50%).

Полученное значение N_{sec} следует рассматривать как максимальное число витков, поскольку любое большее количество витков увеличивало бы индуктивность вторичной обмотки и замедляло бы высвобождение энергии сердечника. Такой расчет всегда дает результат в виде нецелого числа витков. Многие сердечники не поддерживают дробного числа витков, поэтому округлите полученное значение до ближайшего числа, которое позволит сердечник.

Для определения количества витков для каких-либо дополнительных вторичных обмоток используйте процедуру, описанную в предыдущем разделе для прямоходовых трансформаторов (см. формулу 3.20). Опять-таки, если полученные отклонения выходных напряжений от их “идеальных” значений выходного напряжения оказываются чрезмерными, придется применить итерационный процесс. Начинайте с удаления одного витка с исходной вторичной обмотки и пересчета выходных напряжений (включая падение прямых напряжений выпрямителя). В конечном счете, будет получена приемлемая ошибка выходных напряжений.

Теперь решим вопрос с размещением вторичных обмоток. Разработчик может выбрать либо автотрансформаторный стиль вторичных обмоток (т.е. совместное использование витков с обмотками более низкого напряжения), либо изолированные обмотки. Поскольку обратные вторичные обмотки являются выпрямляющими на один полупериод, то обмотка без центральной точки или мосты двухполупериодного выпрямителя невозможны (рис. 3.19).

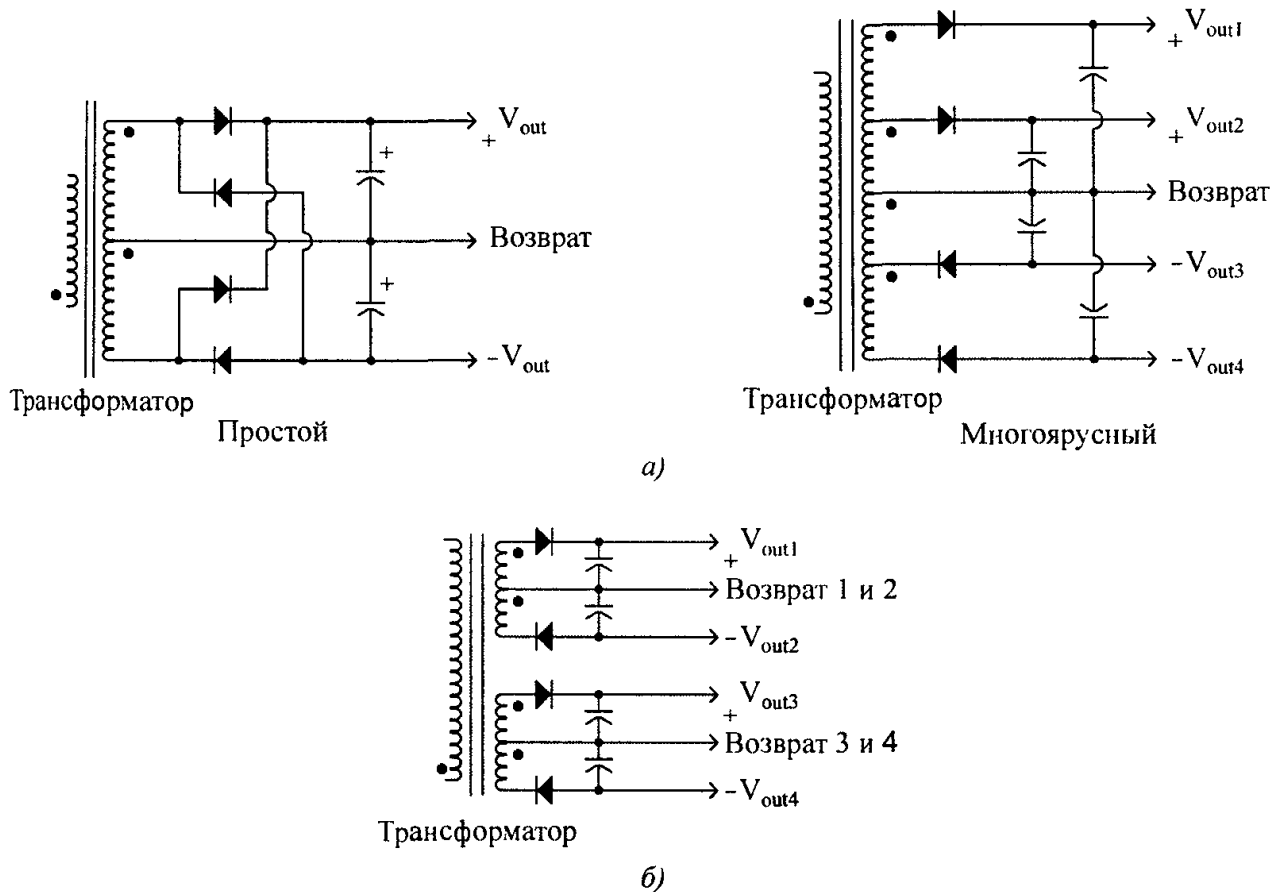


Рис. 3.19. Размещение вторичных обмоток обратного трансформатора:
а — вторичные обмотки с центральной точкой; б — изолированные вторичные обмотки

Когда решение о размещении вторичной обмотки принято, следует проверить, сможет ли эта обмотка поместиться на выделенной ей площади сердечника. Это выполняется с помощью все того же соотношения (3.21).

Физическое проектирование трансформатора в обратных преобразователях имеет крайне важное значение. Если они плохо проработаны в физическом плане, то могут возникать чрезмерно высокие выбросы напряжения, которые будут оказывать неблагоприятное воздействие на надежность работы полупроводниковых компонентов (см. раздел 3.5.8).

3.5.5. Проектирование дросселя прямоходового фильтра

Дроссель прямоходового фильтра представляет собой по одному фильтру индуктора на каждом выходе прямоходового преобразователя. Его назначение — сохранить энергию для нагрузки на протяжении тех периодов, когда ключи разомкнуты, а электрическая функция заключается в объединении прямоугольных импульсов в постоянный ток.

Проектировать дроссель довольно просто. Во-первых, следует выбрать сердечник. Обычно для данного приложения используется мопермалловый (далее — МРР) кольцевой сердечник, поскольку мопермаллой — сам по себе материал с зазо-

рами. Также можно без проблем использовать сердечники из феррита с зазорами. При использовании ферритовых сердечников расчет их размеров производится по формулам раздела 3.5.2, как для простого однообмоточного индуктора. Далее будет продемонстрировано, как спроектировать дроссель с использованием кольцевого МРР-сердечника.

Первый шаг заключается в определении минимальной индуктивности, необходимой для вывода, по следующей формуле:

$$L_{\min} = \frac{[V_{\text{in(max)}} - V_{\text{out}}] \cdot T_{\text{off(set)}}}{1,4 \cdot I_{\text{out(min)}}}, \quad (3.30)$$

где: $V_{\text{in(max)}}$ — наибольшее пиковое напряжение после выходного выпрямителя конкретного выхода; V_{out} — выходное напряжение; $T_{\text{off(est)}}$ — оценочное время, когда ключи замкнуты при наибольшем уровне входного напряжения (примерно 30% от величины $1/f_{\text{op}}$); $I_{\text{out(min)}}$ — наименьший ожидаемый ток нагрузки для данного выхода.

Это значение соответствует минимальной величине индукции, ниже которой сердечник будет освобождаться от магнитного потока при минимальном номинальном токе нагрузки для данного выхода.

Для кольцевых МРР-сердечников метод оценки необходимых размеров сердечника заключается в вычислении среднего значения энергии, которая сохраняется в сердечнике, по следующей формуле:

$$E_L = L \cdot I_{\text{out(av)}}^2 \quad (3.31)$$

Найдите эту величину на оси абсцисс (ось X) диаграммы, показанной на рис. 3.20, и двигайтесь по вертикали до пересечения с первой кривой. Затем двигайтесь по горизонтали влево и прочитайте код элемента. По этому коду найдите в спецификации значение A_L для сердечника; теперь проектировщик может рассчитать необходимое количество витков, используя формулу (3.27). В основном, чем больше средний ток, протекающий через дроссель, тем ниже рекомендуемая магнитная проницаемость материала МРР-сердечника.

Далее разработчик должен проверить, поместятся ли витки в окно или в область сердечника, отведенную под обмотку. Процент занятости площади окна определяется соотношением:

$$\% \text{ окна} = \frac{N \cdot A_{\text{wire}}}{A_{\text{window}}} (100), \quad (3.32)$$

где: A_{wire} — площадь поперечного сечения проволоки, м^2 (см. Приложение Е); A_{window} — доступная для размещения проволоки площадь кольцевого сердечника (площадь окна), м^2 ; N — число витков обмотки.

Если эта величина больше, чем 40–50%, то для размещения проволоки потребуется слишком большая часть окна. Это связано с тем, что челнок намотки должен проходить через оставшийся просвет отверстия, а для этого требуется не менее 50% свободной площади окна. В таком случае следует либо выбрать сердечник следующего по величине размера, либо уменьшить на единицу диаметра проволоки. Последний вариант приведет к повышению температуры индуктора из-за дополнительных резистивных потерь.

Наконец, если источник работает на высоких частотах, а через фильтр протекает большой ток, то можно рассмотреть возможность использования литцендрата (*litz wire*) — многожильного высокочастотного провода значительно меньшего диаметра для снижения скин-эффекта. Общий диаметр литцендрата больше, чем у одножильного провода с такой же площадью поперечного сечения.

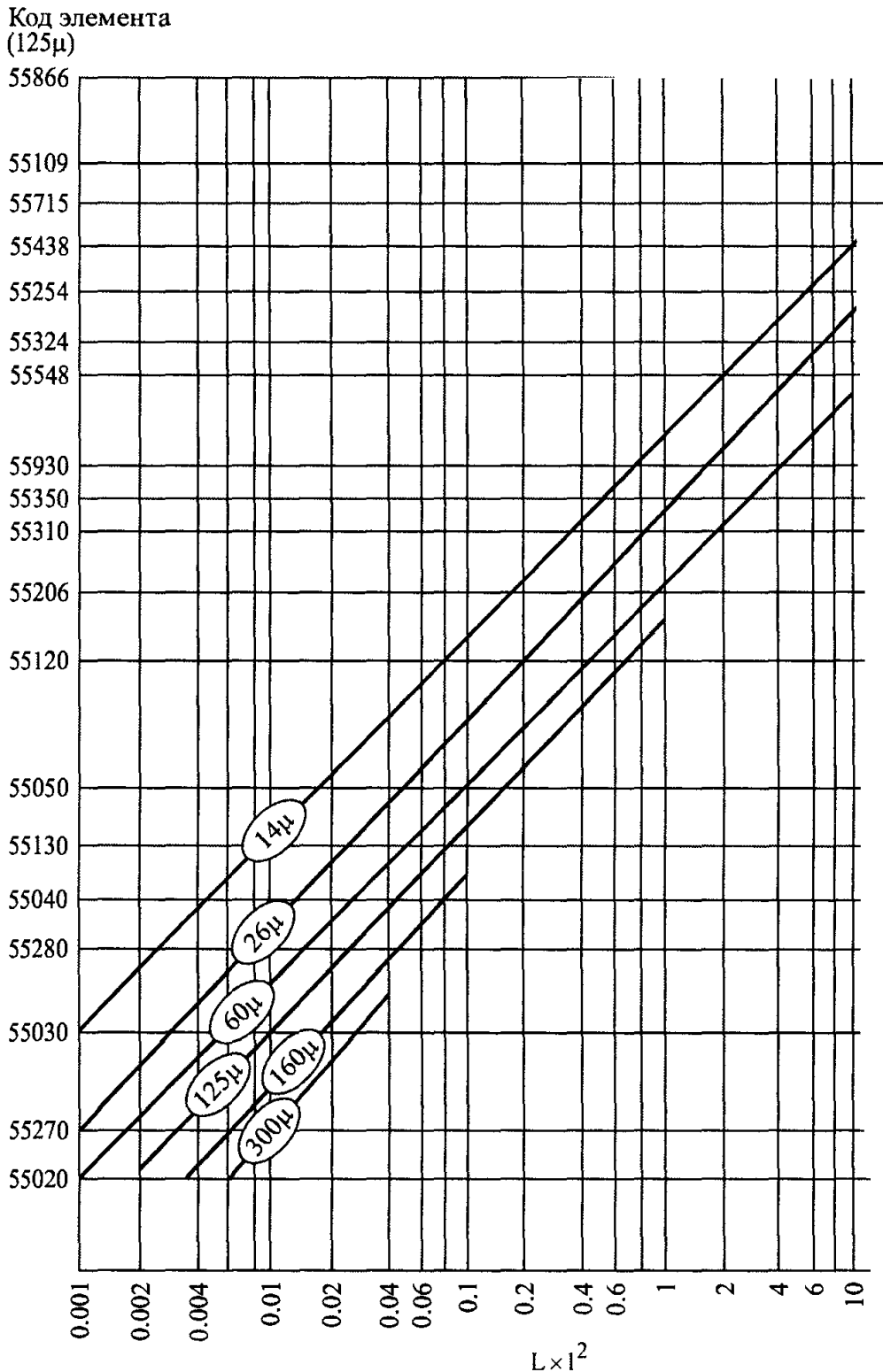


Рис. 3.20. Диаграмма выбора сердечника (L — индуктивность со смещением постоян...
 I — постоянный ток, А) (по данным компании Magnetics, Inc.)

3.5.6. Проектирование сдвоенного дросселя прямого... фильтра со взаимной магнитной связью

В прямоходовых преобразователях с несколькими выходами объединять дроссели фильтра комплементарных выходов (т.е. ± 5 В и т.д. ном и том же сердечнике (рис. 3.21). Это дает несколько преимуществ: эконом место, значительно улучшается перекрестная стабилизация этих выходов и и... ляются более высокие уровни напряжения пульсации на обоих выходах.

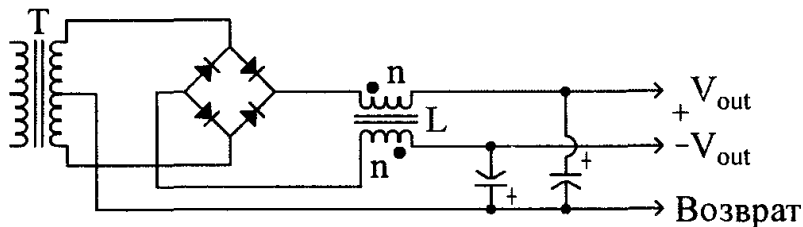


Рис. 3.21. Сдвоенный дроссель выходного фильтра со взаимной магнитной связью

Сначала следует выбрать форму и материал сердечника. Это делается так же, как и для дросселя фильтра на один выход. Можно использовать кольцевой МРР-сердечник (см. раздел 3.5.5) или ферритовую катушку (см. раздел 3.5.2). Для МРР-сердечника необходимо определить размеры, сложить два тока нагрузки, выбрать соответствующий диаметр проволоки для данного тока и воспользоваться формулой (3.31) для кольцевого сердечника. Требуемая область обмотки сердечника будет почти в два раза больше, чем для однообмоточного дросселя.

Количество витков для обеих обмоток определяется путем вычисления минимальной индуктивности и числа витков для выхода с самым низким значением тока. Это выполняется с использованием формул (3.30) и (3.27). У других обмоток будет идентичное количество витков.

Рассматриваемые обмотки должны быть *бифилярными* (bifilar). Это означает, что провода перед их намоткой на сердечник или катушку сплетаются. Это гарантирует, что витки будут идентичными, что крайне важно для их функционирования. Шаг плетения, составляющий примерно три витка на 2,5 см, хорошо подходит для проволоки #22 стандарта AWG (American Wire Gauge — американская система оценки проводов), а более мелкий шаг плетения подойдет для проволоки большего диаметра.

Магнитные потоки, вносимые обоими обмотками, складываются внутри сердечника. Поскольку обмотка *считывающая* (sense) (то есть, намотанная в одном направлении), а полярности напряжения в комплементарном выходе противоположны, то точки полярности должны располагаться на противоположных сторонах индуктора (см. рис. 3.21). Если обмотки по ошибке подключить с неверной полярностью, то они будут противодействовать друг другу, и источник питания будет работать некорректно.

К сердечнику сдвоенного дросселя фильтра можно было бы еще добавить обмоток, но я настоятельно рекомендую от этого воздержаться. Если обмотки не идентичны (с точностью до витка), то источник питания будет терять примерно 1% КПД на каждый виток с ошибкой на каждом выходе. Вместо этого используйте сдвоенный дроссель фильтра для каждого набора комплементарных выходов и методику перекрестного считывания выхода, рассматриваемую в разделе 3.9.

3.5.7. Проектирование дросселя DC-фильтра

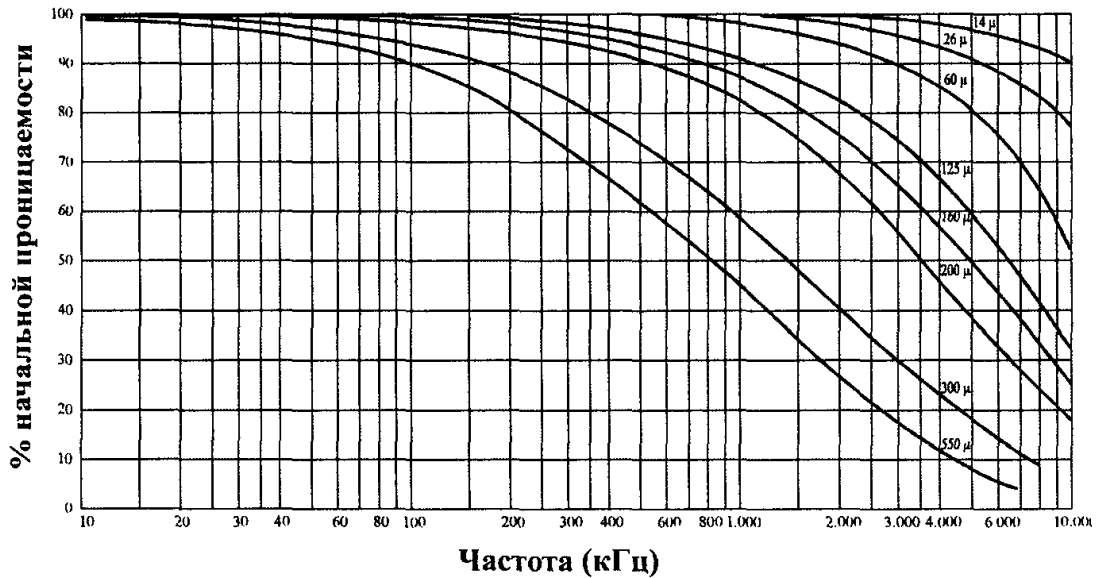
Дроссельная катушка DC-фильтра используется для понижения пульсаций напряжения и тока на выходе импульсного источника питания сразу же после существующих фильтров. Она также используется в качестве фильтра электромагнитных помех в импульсных источниках питания, имеющих одну линию электроснабжения на входе (например, аккумуляторные батареи и распределенные системы питания).

В индукторе DC-фильтра постоянный ток протекает через индуктор с наложением на него небольшого сигнала переменного тока. При таком большом постоянном токе, протекающем через дроссель, требуются воздушные зазоры. В качестве сердечника обычно выбирают кольцевой МРР-сердечник, в котором воздушные за-

зоры распределенные внутри материала сердечника. Такие сердечники бывают различной магнитной проницаемостью. Эмпирическое правило гласит, что при большем постоянном токе, протекающем через индуктор, следует использовать меньшую магнитную проницаемость.

По существу, спроектировать индуктор DC-фильтра электромагнитных помех очень просто. Производители предоставляют для MPP-сердечников особый график, называемый “Основные кривые намагничивания” (рис. 3.22). Рекомендуется проницаемость 60μ и ниже.

Зависимость магнитной проницаемости от частоты



Основные кривые намагничивания

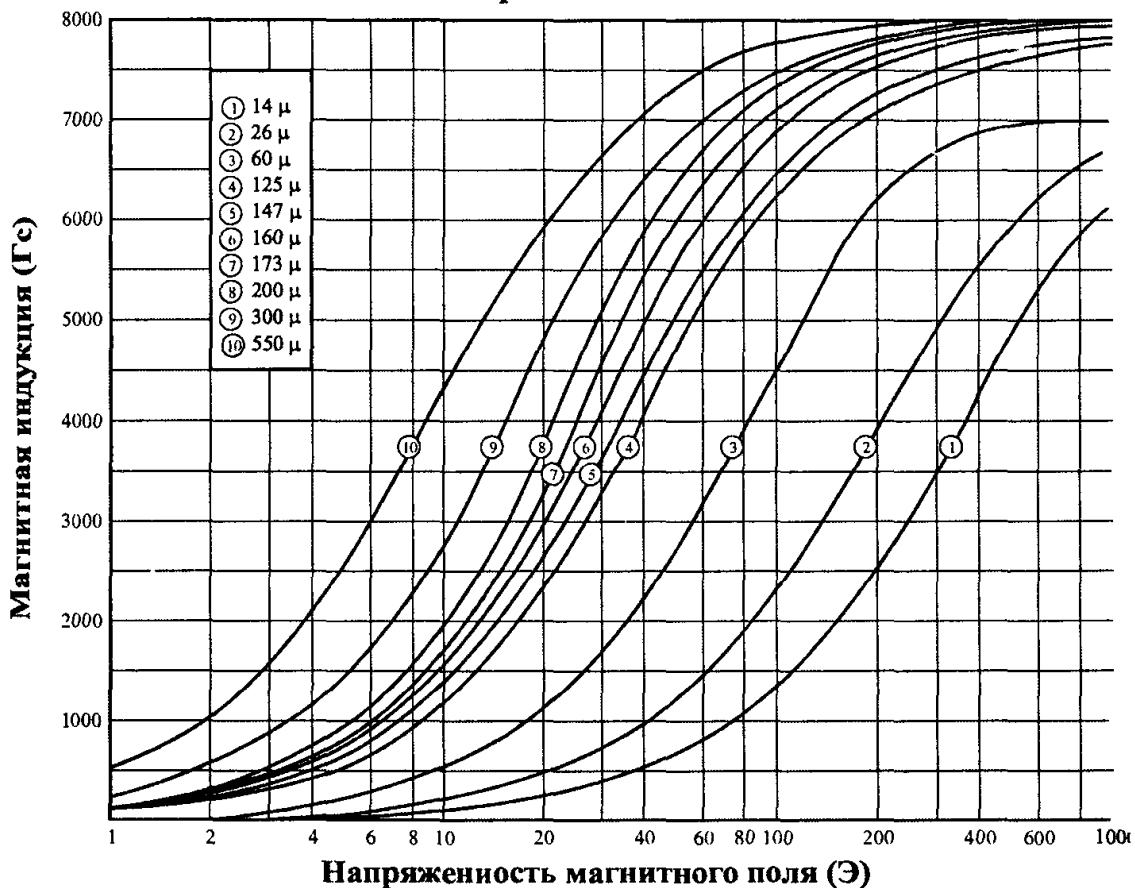


Рис. 3.22. Импульсные источники питания с ШИМ (по данным компании Magnetics, Inc.)

На первом шаге проектирования определяем необходимый диаметр проволоки. Это можно сделать, если знать среднее значение постоянного тока, протекающего через индуктор, а затем по таблице типов проводов (см. Приложение Е) выбрать диаметр проволоки, который может передать этот ток. В использовании литцендрата нет необходимости, поскольку количество переменного тока, протекающего через индуктор, незначительно.

Далее следует обратиться к основным кривым намагничивания (см. рис. 3.22) и выбрать величину напряженности магнитного поля H (в эрстедах, Э), которая ниже той точки на кривых, где магнитная проницаемость начинает падать из-за насыщения материала сердечника. На графике, представленном на рис. 3.22, вполне приемлемым является значение в 20 Э. Выбор магнитной проницаемости 60 дает разумно низкое значение магнитной индукции.

Теперь начинается итеративный процесс. С точки зрения технологичности, хорошо подходит обмоточный коэффициент следует 50% или менее, что предполагает размещение на сердечнике около 10 витков. Рассчитываем область обмотки, умножив площадь поперечного сечения выбранного провода на 10. Затем с помощью спецификации находим сердечник, по крайней мере в два раза большего размера.

Для начального выбора сердечника вычисляем фактическое необходимое число витков, используя формулу (3.33):

$$N = \frac{H \cdot l}{0,4 \cdot \pi \cdot I_{av}}, \quad (3.33)$$

где: H — выбранное значение напряженности магнитного поля, Э; l — длина магнитопровода сердечника, см или м; I_{av} — среднее значение тока, протекающего через индуктор, А.

Снова проверяем обмоточный коэффициент, чтобы убедиться, что заполнение окна сердечника составляет не более 50%. Если эта величина больше 50%, выбираем следующий больший, а если меньше 30% — меньший по размеру сердечник. Затем пересчитываем количество витков для нового сердечника. В литцендрате для этого приложения нет необходимости, поскольку количество переменного тока, протекающего через обмотку, очень мало.

3.5.8. Трансформаторы управления базой и затвором

Трансформаторы управления затвором или базой предназначены для обеспечения изоляции между секцией схемы управления и “плавающим” ключом. Их конструкция сравнительно проста, но важна для надежного функционирования импульсного источника питания.

Есть несколько важных факторов, которые следует учитывать в процессе проектировании трансформатора управления затвором или базой:

1. Диэлектрическая изоляция трансформатора должна быть способна, по меньшей мере, выдержать двойное входное напряжение. Хотя такой трансформатор и не испытывается под высоким напряжением, пробой его изоляции приведет к катастрофическому сбою в схеме управления в случае отказа ключа.
2. Обычно коэффициент трансформации составляет 1:1, однако при использовании других коэффициентов трансформации выходное напряжение не должно привести к отказу ключа из-за лавинного пробоя.
3. Следует использовать такие методики намотки проволоки, которые обеспечивают хорошее взаимодействие первичной и вторичной обмоток. Любые ухуд-

шения в этом взаимодействии приводит к тому, что изолированные ключи переключаются медленнее, чем заземленные.

Проектирование трансформатора управления затвором или базой подобно проектированию прямоходового силового трансформатора. Для униполярных драйверов (рис. 3.23, а) между ними и трансформатором следует использовать конденсаторы связи, и такой же конденсатор — на выходе, между трансформатором и ключом. Конденсаторы связи должны иметь по меньшей мере в 10 раз большую емкость, чем емкость между затвором и истоком выбранного МОП-транзистора. Это связано с тем, что указанные конденсаторы формируют емкостный делитель напряжения с конденсатором между затвором и истоком и будут понижать напряжение управления затвором. Для выходов биполярных драйверов (рис. 3.23, б) входной конденсатор связи можно не применять.

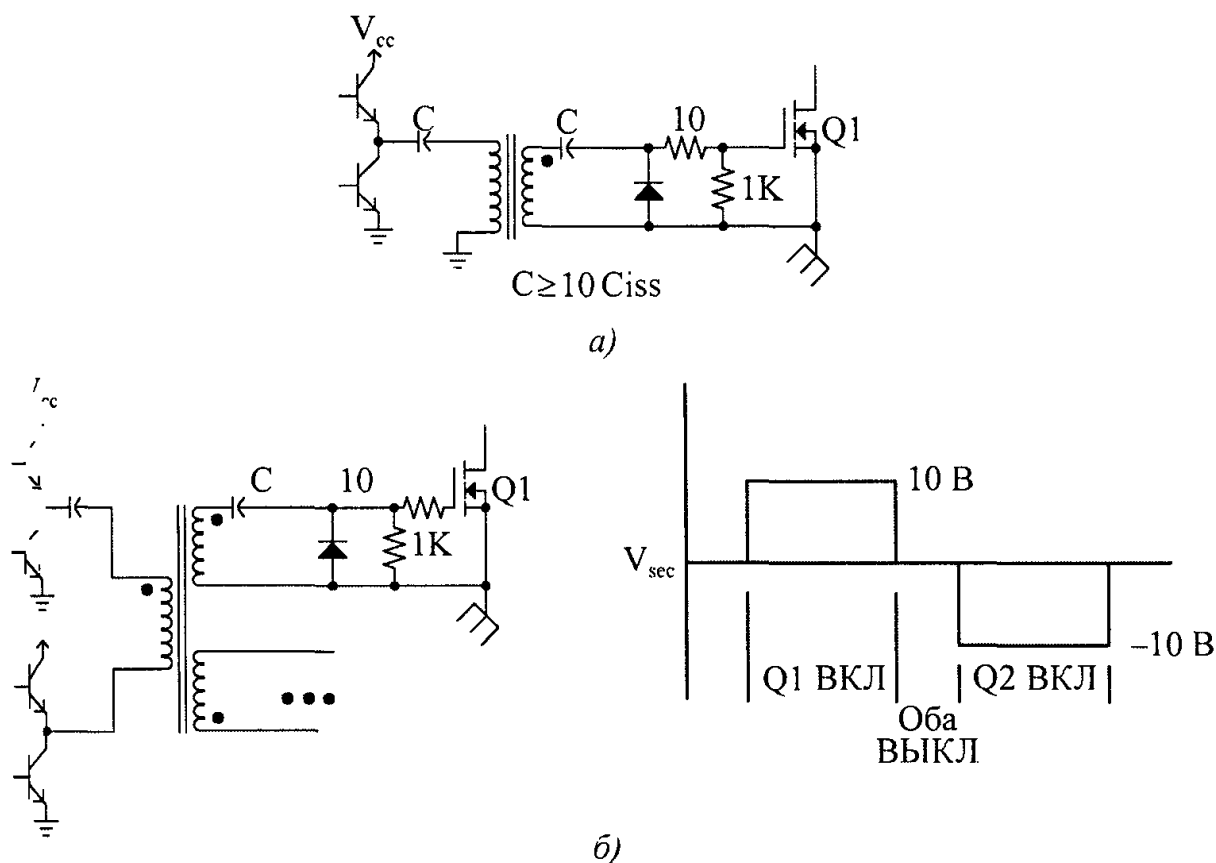


Рис. 3.23. Примеры трансформаторов, взаимодействующих с драйверами базы и затвора:
а — схема драйвера одного МОП-транзистора; б — драйвер двух МОП-транзисторов

Для того чтобы сделать напряжение управления опорным для общего ключа, вслед за выходным конденсатором связи необходимо разместить схему восстановления постоянной составляющей. Напряжение питания драйвера должно быть хорошо шунтировано, чтобы его напряжение не “провисало” на протяжении управляющего импульса.

Помните, что прямоходовый трансформатор переносит полное сопротивление с одной стороны на другую. Это означает, что если драйверы на стороне первичной обмотки однотактные (активное включение, пассивное выключение), то ключ по-прежнему будет размыкаться медленно. Если же для управления первичной обмоткой используются выходные двухтактные каскады, то ключ будет реагировать быстрее.

Для управляющего трансформатора можно использовать ферритовый кольцевой сердечник или Ш-образный сердечник. Не требуется никакого зазора, поскольку

ку входной конденсатор связи гарантирует, что сердечник будет работать как биполярный. Для этой цели подходит также сердечник с высокой магнитной проницаемостью. Выбранный для использования провод должен находиться в диапазоне #32 по #36 (стандарт AWG). Размер сердечника составит примерно 10–15 мм.

Значение B_{\max} должно быть равно примерно половине магнитной индукции насыщения B_{sat} при 100°C. Вполне подойдет значение B_{\max} в пределах от 0,18 до 0,25 Тл. Для определения числа витков первичной обмотки используются формулы (3.34а) и (3.34б).

$$N_{\text{pri}} = \frac{V_{\text{cc}} \cdot 10^8}{4 \cdot f \cdot B_{\max} \cdot A_c}, \quad (3.34a)$$

где A_c измеряется в см^2 , а B_{\max} — в гауссах (Гс).

$$N_{\text{pri}} = \frac{V_{\text{cc}}}{4 \cdot f \cdot B_{\max} \cdot A_c}, \quad (3.34b)$$

где A_c измеряется в м^2 , а B_{\max} — в теслах (Тл).

Все дробные значения числа витков следует округлять вверх до ближайшего целого. Далее для определения количества витков вторичной обмотки умножаем округленное значение N_{pri} на желаемый коэффициент трансформации. Типичный трансформатор для мощных полевых МОП-транзисторов имеет коэффициент трансформации 1:1, а для мощного биполярного транзистора коэффициент может быть ниже.

Для входных переменных напряжений более 100 В между первичной и вторичными обмотками, а также между всеми вторичными обмотками трансформатора следует поместить слой *майларовой пленки* (майлар — это полиэтилен терифталат ПЭТФ). Не следует полностью доверять указанному номиналу напряжения пробоя изоляции обмоточного провода, поскольку в процессе намотки оно может уменьшиться.

3.5.9. Методики намотки трансформаторов, работающих в импульсном режиме

Физическая намотка трансформаторов импульсных источников питания очень важна. От этого зависит, будет ли источник питания работать отлично или он будет “шумным” и проявлять плохую стабилизацию. Конструкция трансформаторов импульсных источников питания намного более критична, чем трансформаторов на 50/60 Гц.

Существует три главных фактора, которые следует учитывать при намотке трансформатора:

1. Должен ли источник питания удовлетворять каким-либо нормативным спецификациям безопасности?
2. Обмотки должны иметь тесное электрическое взаимодействие.
3. Индуктивность рассеяния во всех обмотках должна быть как можно ниже.

Некоторые из этих факторов противоречат друг другу, поэтому следует находиться наилучшие компромиссные решения.

Обмотка, удовлетворяющая нормам безопасности

Если входное напряжения импульсного источника питания превышает 40 В, то источник питания подпадает под нормативы одного или более международных

агентств по нормированию безопасности. Многие из этих агентств повторяют друг друга в установлении пределов безопасности, однако проектировщик все равно должен изучать требования для рынков, на которых будут продаваться изделия его компании. Международный инженерный консорциум (International Engineering Consortium, IEC) является главным разработчиком стандартов, которые были приняты на вооружение всеми агентствами по безопасности Европейского Союза. Остальные агентства по безопасности, такие как Underwriters Laboratories (UL) в США, Canadian Standards Agency (CSA) в Канаде и VCCI в Японии, работают совместно для принятия единообразного набора стандартов безопасности, основанном на стандарте IEC. Это позволит использовать во всем мире один набор стандартов. До тех пор же, пока “согласованные” стандарты не приняты, в разных странах мира они будут различаться.

В каждой из этих стран стандарты различаются также для разных рынков сбыта. К примеру, требования по безопасности на рынке телекоммуникаций значительно отличаются от требований, предъявляемых к медицинскому оборудованию. Таким образом, важно заранее определить целевой рынок в процессе проектирования изделия. Эти рыночные различия также будут учтены при попытках согласовать стандарты IEC.

Типичные сердечники, используемые в автономных импульсных источниках питания или в тех, которые рассчитаны на входное переменное напряжение от 90 до 265 В, — это сердечники типа Ш-Ш и их производные. Это катушечные сердечники, которые удобны в изготовлении. Требования агентств безопасности в вопросах конструкции трансформаторов совершенно четкие. *Длина пути тока утечки (creepage)* — расстояние вдоль поверхности между входной и выходной обмотками трансформатора — должно быть не менее 4 мм. Чтобы удовлетворить этому условию, изготовитель трансформатора создает на обоих концах области намотки на катушке двухмиллиметровые утолщения из ленты и размещает между ними обмотку. Ограничительная лента создает общую длину пути тока утечки между изолированными обмотками 4 мм. Типичный трансформатор, удовлетворяющий требованиям IEC, показан на рис. 3.24.

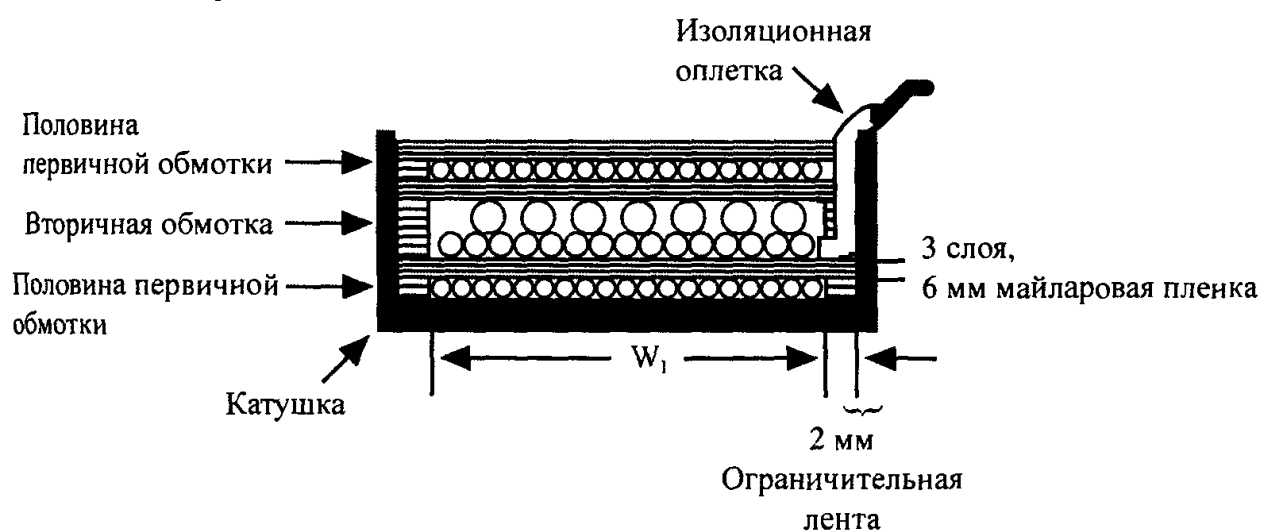


Рис. 3.24. Автономный трансформатор с чередующимися обмотками, удовлетворяющий стандартам IEC

Вокруг проводов на выходе из катушки должна быть также размещена изоляционная оплетка, поскольку провод пропускается внутри 4-мм пространства, требуемого нормативами. Расстояние между входным и выходным контактами также должно составлять 4 мм или быть больше длины пути тока утечки. Это можно так-

же реализовать с помощью “ребер”, впрессованных между контактами на катушке, и других подобных конструкций.

Длина пути тока утечки между противоположными фазами входа (между + и – или между Н1 и Н2) должно быть не менее 3,2 мм.

Удельная электропроводность поверхности изменяется в зависимости от длительности воздействия загрязнений окружающей атмосферы и средней влажности. Ранее упомянутая длина пути тока утечки для различных приложений различна. В каждом конкретном случае разработчик должен обращаться к соответствующей спецификации.

Из-за добавления ленты, изоляционной оплетки и средств обеспечения необходимого расстояния между контактами полученный трансформатор становится намного больше и дороже. Это связано с тем, что изолирование лентой — ручная операция, на которую уходит немало времени.

Другой метод удовлетворения спецификациям безопасности заключается в использовании для вторичных обмоток провода с тройной изоляцией. Это позволяет уменьшить размеры трансформатора и значение индуктивности рассеяния по сравнению с методом ограничительных лент. *Провод с тройной изоляцией* (triple-insulated wire) имеет три отдельных, испытанных слоя изоляции, и может наматываться в непосредственном контакте с первичной обмоткой. Нужна ли майларовая пленка внутри или вокруг такого трансформатора — зависит от изоляционной системы, используемой в его конструкции. Этот тип трансформатора представлен на рис. 3.25.

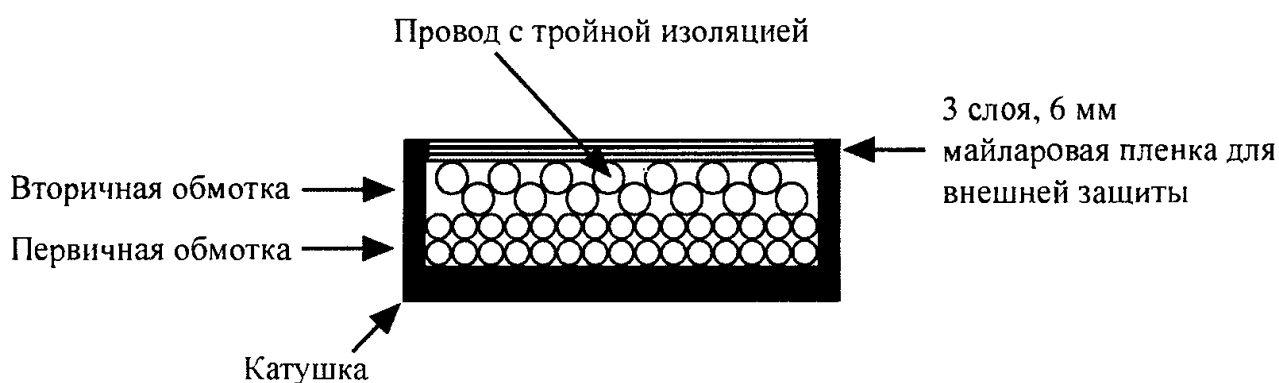


Рис. 3.25. Автономный трансформатор, в котором используется провод с тройной изоляцией

Обмотка для снижения индуктивности рассеяния

Здесь мы рассмотрим возможности и методики, с помощью которых можно минимизировать индуктивность рассеяния обмотки. *Индуктивность рассеяния* (leakage inductance) — это измеримое количество индуктивности, не связанной с сердечником или с другой обмоткой. Она выступает неким подобием отдельного индуктора, включенного последовательно с проводом обмотки. Это — паразитный элемент, приводящий к всплескам на стоке или коллекторе ключа и на анодах выходных диодов. Это связано с тем, что магнитный поток не может быть загружен вносимыми полными сопротивлениями внутрь сердечника.

Формула для оценки величины индуктивности рассеяния, которой можно ожидать от выбранного сердечника и рассчитываемой обмотки, имеет следующий вид:

$$L_{\text{leak}} = \frac{K_1 (L_{\text{mt}}) n_x^2}{100 W_1} \left(T_{\text{ins}} + \frac{b_w}{3} \right), \quad (3.35)$$

где: K_1 равно 3 для простой первичной и вторичной обмоток и до 0,85, если вторичная обмотка перемежается с двумя слоями первичной обмотки; L_{mt} — средняя длина витка вокруг катушки для целой обмотки (в дюймах); n_x — количество витков, содержащихся в анализируемой обмотке; W_1 — длина обмотки от одного конца до другого (в дюймах); T_{ins} — толщина изоляции провода (в дюймах); b_w — толщина (считая от центрального стержня катушки) всех обмоток укомплектованного трансформатора (в дюймах).

Это уравнение дает основные факторы, влияющие на величину индуктивности рассеяния обмотки. Главный фактор, который находится под контролем проектировщика трансформатора, — это выбор сердечника с длинным центральным стержнем. Чем длиннее обмотка, тем в конечном счете будет меньше индуктивность рассеяния. Также очень помогает минимизация количества витков в обмотке, поскольку эта величина возводится в квадрат. Кроме того, взаимодействие первичной обмотки со вторичными оказывает большое влияние на индуктивность рассеяния первичной обмотки. Это проявляется, когда вторичная обмотка располагается между двумя слоями первичной.

Другим неприятным паразитным элементом трансформатора является *междувитковая емкость* (inter-turn capacitance). Она является подобием маленьких конденсаторов, распределенных между витками внутри обмотки. Междувитковая емкость представляет проблему в трансформаторах с очень большими напряжениями на первичной обмотке. В частности, такая проблема возникает в автономных импульсных источниках питания, а также в источниках с большим входным напряжением. Междувитковая емкость образуется двумя смежными витками одной и той же обмотки, которые находятся под сильно различающимися напряжениями. Формула (3.36) описывает энергию, хранимую между двумя витками внутри обмотки. Само собой разумеется, энергия должна быть умножена на количество всех пар смежных витков, однако формула эта информативна в том смысле, что объясняет возникновение междувитковой емкости. Эта энергия выделяется в виде всплесков во время переходных процессов.

$$E_{(stored)} = \frac{0,0194V^2}{\ln\left(\frac{2s}{d}\right)}, \quad (3.36)$$

где: s — пространство между обмотками, м; d — диаметр проволоки, м.

Распределенные емкости могут сохранять большое количество энергии, когда слои витков намотаны друг на друга во встречных направлениях. На их концах напряжения значительно разнятся и даже могут приближаться к значению пробоя изоляции, что приводит к плачевным результатам. На рис. 3.26 показаны три возможные методики намотки проволоки в обмотках трансформатора.

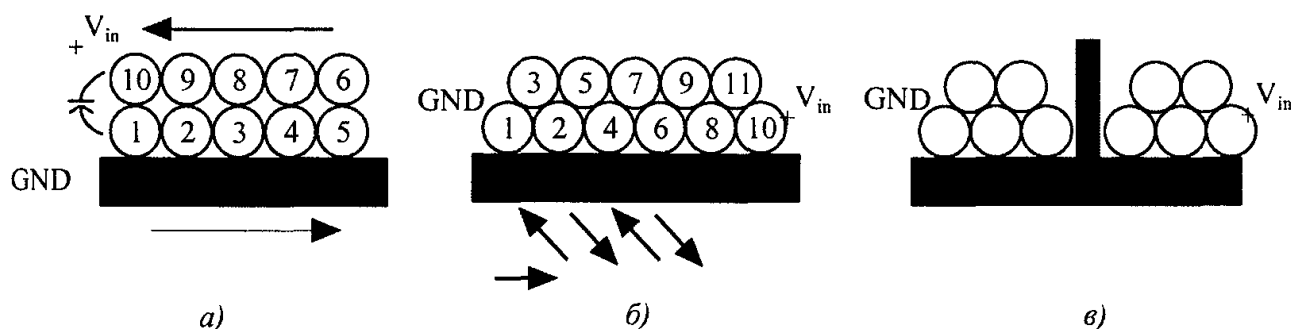


Рис. 3.26. Методики намотки для минимизации междувитковой емкости: а — прямая намотка (плохо); б — «поступательная» намотка (очень хорошо); в — секционная катушка (хорошо)

Поступательная намотка (progressive winding) заключается в том, что в первый слой обмотки кладется от одного до пяти витков проволоки, затем проволока переносится назад поверх первого слоя и наматывается второй слой. Большая часть напряжения, которую “видит” любой виток, соответствует числу витков в этом поступательном сегменте. Секционную катушку можно использовать для разделения равных сегментов первичной обмотки, так что самой большой разностью напряжений внутри каждой секции будет входное напряжение, деленное на количество секций.

Последняя методика называется *Z-намоткой*. После завершения первого слоя проволока накладывается поперек нижнего слоя в направлении начала обмотки и затем наматывается, подобно первому слою. Характеристики этой методики находятся между первым из вышеупомянутых методов (наихудшим) и методами секционной катушки и поступательным методом (самый лучший).

Методики намотки с низкой междувитковой емкостью также значительно уменьшают электростатическое напряжение изоляции провода. Это снижает вероятность проскакивания дуги между двумя смежными обмотками вследствие пробоя изоляции.

Трансформаторная обмотка для более сильного взаимодействия

Обеспечение сильного взаимодействия первичной обмотки и вторичной, а также вторичных обмоток, — это конечная цель разработчика трансформатора. Плохое взаимодействие приводит к задержке электрических сигналов до того как они достигают выходного выпрямителя. К этой задержке добавляется также период прямого восстановления выходного выпрямителя. Это делает обмотки по сути незагруженными в продолжение переходных процессов переключения, что создает очень большие всплески на обмотках из-за сохраненной энергии намагниченности в сердечнике. Добавьте энергию, хранимую в индуктивности рассеяния, и междувитковую индуктивность в обмотке, — и у вас проблема.

Сила взаимодействия между вторичными обмотками обуславливает выходную перекрестную стабилизацию. *Перекрестная стабилизация* (cross regulation) определяет, каким образом изменение нагрузки на одном выходе влияет на другие выходы. Ее можно рассматривать как степень “устойчивости” всех выходов в источнике питания с несколькими выходами к изменению нагрузки на каком-либо одном выходе. Плохая перекрестная стабилизация особенно сильно влияет на вторичные обмотки с большим различиями в коэффициентах трансформации (то есть, когда выходы с высоким напряжением смешиваются с низковольтными выходами). Существует две области, в которых проектировщик может улучшить выходную перекрестную стабилизацию:

- внутренняя перекрестная стабилизация, заложенная в трансформатор при его конструировании;
- электрическая перекрестная стабилизация, описанная в разделе 3.9 (обратная связь по напряжению).

Для получения подходящих характеристик источника питания обычно требуется максимизировать характеристики обоих методов.

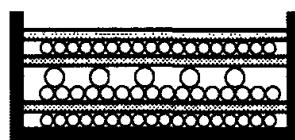
Первая методика, улучшающая взаимодействие между обмотками, — это *намотка витой пары* (twisted pair winding). В этом случае два или более провода свиваются вместе и затем одновременно наматываются на катушку. Например, для проводов диаметра #24–#28 по AWG (см. Приложение E) требуется примерно один виток на 1 см. При более плотном свивании может быть нарушена изоляция. Такая ме-

обеспечивает лучшее взаимодействие, поскольку гарантирует, что провода будут прилегать друг к другу. Рассматриваемая методика применима даже к проводам разной длины (с разным количеством витков). Сплетите хотя бы часть обмотки — и взаимодействие улучшится.

Методика намотки называется *филярной* или *ниточной* (filar winding). В обмотке два или более провода наматываются одновременно, но не переплетаются. На рынке существует один провод, называемый Multiwire (мультипроводом для описанных выше целей соединены два изолированных провода. Это облегчает намотку на сердечник.

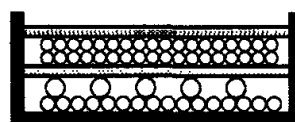
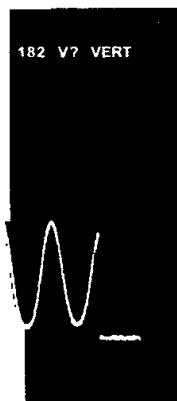
Методики витой пары или филярной намотки неприменимы для взаимодействия между первичной и вторичными обмотками, когда всплеск в первичной обмотке составляет более 40 В. Агентства по нормативности требуют, чтобы при входном напряжении до 260 VAC между первичной обмотками было размещено 3 слоя майларовой пленки (общая толщина вместе с клеящим веществом составляет 0,167 мм).

Методика между двумя обмотками. Один из методов улучшения взаимодействия между первичной и вторичными обмотками заключается в *перемежении* обмоток (см. рис. 3.24). Стоимость такой методики по трудозатратам при простом наматывании вторичной обмотки поверх первичной не рекомендуется применять, когда коэффициент трансформации между первичной и вторичными обмотками превышает 15–20:1. Это характерно, например, для источников питания, работающих на напряжении 240 VAC с выходом +5 VDC или ниже. Влияние перемежения на автономного преобразователя с входным напряжением 480 VAC показано



Половина первичной обмотки
Вторичная обмотка
Половина первичной обмотки

Структура обмотки трансформатора
(Без перемежения)



Первичная обмотка
Вторичная обмотка

Структура обмотки трансформатора
(С перемежением)

Влияние перемежения на форму электрических сигналов автономного обратного преобразователя (влияние на амплитуду всплеска и общую степень “звона”).

Можно легко заметить разницу во всплесках на двух осциллограммах. Обычно энергия всплеска рассеивается в виде тепла внутри фиксатора и/или демпфера первичной обмотки.

Используя эффективные методики намотки трансформатора, даже несмотря на то, что они — более дорогостоящие, можно повысить общую производительность источника питания. Это приведет к экономии для всего источника питания при выпуске крупных партий изделий.

3.6. Проектирование выходных каскадов

Выходной каскад выпрямляет и фильтрует высокочастотные импульсные сигналы переменного тока, создаваемые ключами. В топологиях без изолирующего трансформатора (понижающие, повышающие, инвертирующие преобразователи) выпрямление и фильтрация таких сигналов выполняется непосредственно. В топологиях с изолирующим трансформатором между выходным каскадом и ключом находится трансформатор. Конструкция выходного каскада, возможно, оказывает самое большое влияние на КПД источника питания, чем любой другой каскад, поскольку основные потери внутри источника происходят именно в выходном каскаде.

Существует два базовых типа выходных каскадов: используемые в прямоходовых преобразователях и используемые в повышающих преобразователях. Различие между ними заключается в наличии индуктора выходного фильтра между выпрямителем и конденсатором выходного фильтра в прямоходовом выходном каскаде. Типичные схемы выходных каскадов показаны на рис. 3.28.

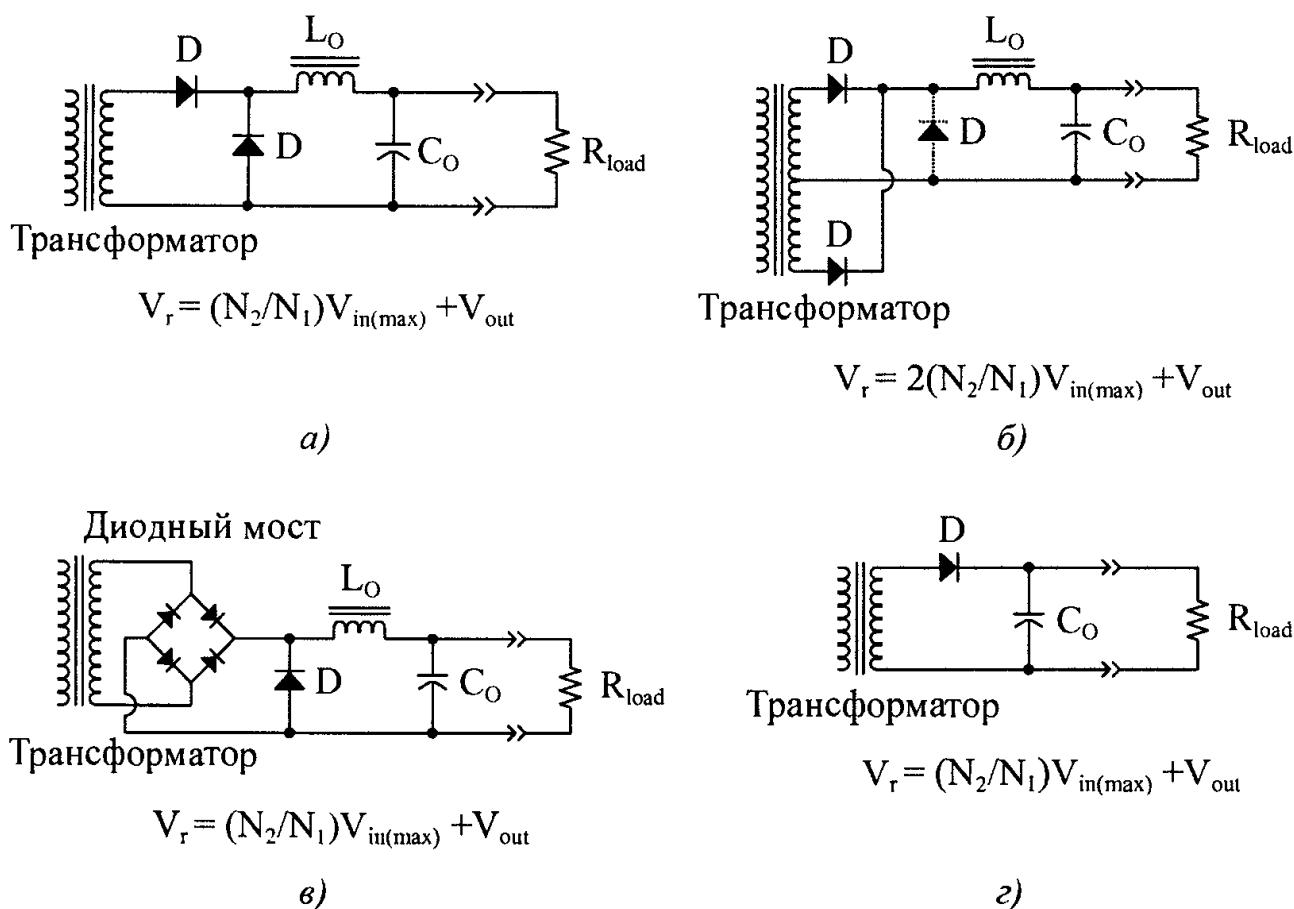


Рис. 3.28. Выходные каскады для прямоходовых и повышающих преобразователей:
 а — однополупериодный прямоходовый; б — прямоходовый со средней точкой;
 в — двухполупериодный мостовой прямоходовый; г — повышающий

В топологиях импульсных источников питания без изолирующего трансформатора выходной выпрямитель подсоединен напрямую к ключу, и выходной каскад работает в однополупериодном режиме. В топологиях с изолирующим трансформатором выходной каскад может работать либо в однополупериодном режиме (один транзистор; см. рис. 3.28, а), либо в двухполупериодном режиме (пушпульная, полумостовая и полномостовая схемы). Вторичные обмотки в двухполупериодных топологиях могут иметь среднюю точку (см. рис. 3.28, б) или быть без средней точки (см. рис. 3.28, в), если используется мост двухполупериодного выпрямителя. В повышающих топологиях может присутствовать только однополупериодный выход (см. рис. 3.28, г).

Прежде всего, разработчик должен выбрать тип технологии выпрямления, которая бы лучше всего подходила для его приложения. Выбор заключается в том, следует ли использовать *пассивное выпрямление*, когда применяются полупроводниковые выпрямители, или *синхронное выпрямление*, когда параллельно с меньшим пассивным выпрямителем размещаются мощные полевые МОП-транзисторы. Синхронные выпрямители обычно используются в портативных изделиях, работающих от аккумулятора, где дополнительный КПД (обычно добавляется от 2 до 8%) важен для продления времени жизни аккумулятора, либо в приложениях, для большую роль играет тепловыделение. В современных импульсных источниках питания пассивные выпрямители могут рассеивать от 40 до 60% общих потерь внутри источника питания. Синхронные выпрямители “грешат” только потерями на электропроводность, которые можно снизить вплоть до 90%.

Трем не менее, их использование ограничивается только прямоходовыми выходами с непрерывным режимом работы, где электрический ток может быть гарантирован только в одном направлении. Разработчику следует тщательно рассмотреть возможность повышения КПД в сравнении с дополнительной стоимостью схемы драйвера для конечного приложения.

3.6.1. Пассивный выходной каскад

Пассивный выходной каскад традиционен в пассивной конструкции на базе полупроводникового выпрямителя. Он используется во многих приложениях, не работающих от аккумулятора, в которых приемлем КПД импульсного источника питания 72–84%. В этот диапазон попадают многие автономные приложения, в которых проблема выделения тепла легко решается внутри самого источника питания.

Выбор технологии выпрямителя имеет большое влияние на общий КПД источника питания. Существуют типичные варианты выпрямителей, стремящиеся не зависеть от входного и выходного напряжений. Эти два фактора определяют максимальное обратное напряжение, попадающее на выпрямитель, которое диктует выбор типа выпрямителя. Входное напряжение попадает на выходной выпрямитель умноженным в зависимости от коэффициента трансформации и типа вторичной обмотки трансформатора. На выходах с двухполупериодным выпрямлением выпрямители “видят” только входное напряжение, умноженное на коэффициент трансформации между вторичной и первичной обмотками. Вторичным обмоткам со средней точкой соответствует удвоение напряжения, подаваемого на выход с двухполупериодным выпрямлением. Выражения (3.37) дают соотношения для определения минимального обратного запирающего напряжения, требуемого для конкретных приложений.

$$V_r > k (n_2/n_1) V_{in(max)} \text{ (прямоходовые);} \quad (3.37a)$$

$$V_r > (n_2/n_1) (V_{in(max)} + V_{out}) \text{ (обратноходовые),} \quad (3.37b)$$

где $k = 1$ для двухполупериодных вторичных обмоток, $k = 2$ вторичных обмоток со средней точкой.

У диода с накоплением заряда (ultrafast diode) падение прямого напряжения составляет от 0,8 до 1,1 В, а время обратного восстановления — от 35 до 85 нс. Все р-п-диоды имеют значительное время обратного восстановления, в то время как диоды с накоплением заряда показывают наименьшее время восстановления. *Время обратного восстановления* р-п-диода обусловлено накопленным внутри Р-N перехода зарядом в момент, когда к диоду прикладывается обратное напряжение. Эти носители должны затем изменить направление движения, и для достижения ими границы р-п-перехода требуется некоторый конечный период времени. Это проявляется в схеме в виде тока, мгновение протекающего в обратном направлении, когда напряжение уже достигло своего максимального обратного смещения, что приводит к очень большой мгновенной потере мощности (см. раздел 4.1). Диоды с накоплением заряда используются в выходных каскадах, когда обратное напряжение на диоде слишком велико для диода Шотки.

В выпрямителях Шотки падение прямого напряжения составляет 0,3–0,6 В, а характеристика обратного восстановления — менее 10 нс. Диоды Шотки, в общем случае, более предпочтительны, однако имеют практический максимум обратных запирающих напряжений порядка 40–50 В. Это — типичные пределы диодов Шотки для выходов 15 VDC и менее. У некоторых диодов Шотки обратное запирающее напряжение составляет целых 200 В, однако они проявляют высокую емкость р-п-перехода, что напоминает характеристику обратного восстановления р-п-diode.

Другое различие между р-п-диодами с накоплением заряда и диодами Шотки заключается в природе характеристики электропроводности этих диодов. У диода Шотки более высокое сопротивление проводимости, что увеличивает падение его прямого напряжения с увеличением прямого тока (рис. 3.29, кривая А). Это обусловлено резистивной природой объемного сопротивления области дрейфа кремния. Диоды р-п-типа имеют более “плоскую” характеристику напряжения прямой электропроводности, которая наглядно демонстрирует падение на р-п-переходе (рис. 3.29, кривая В).

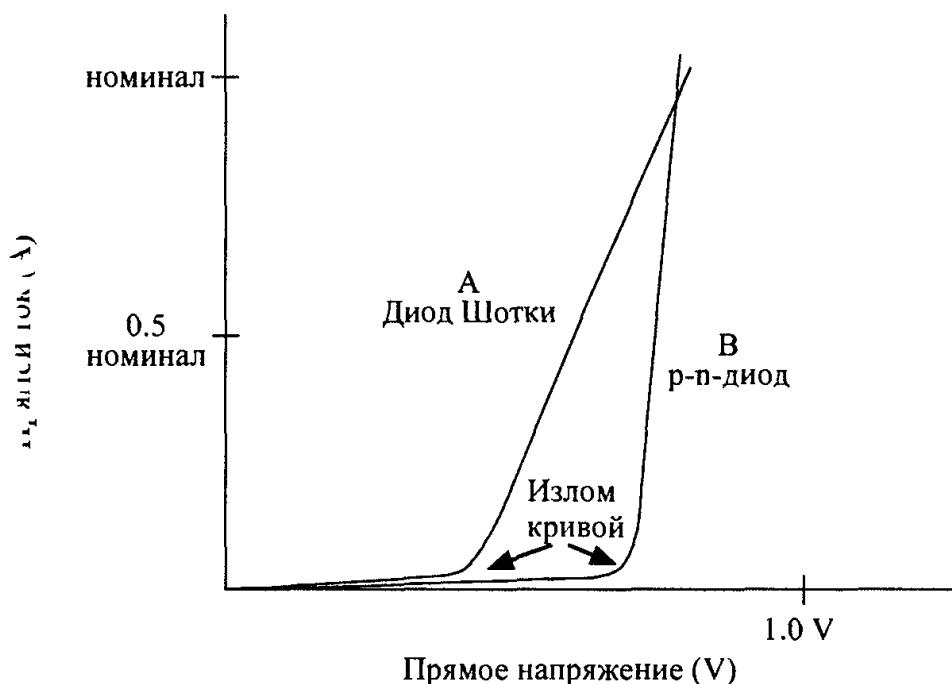


рис. 3.29. Характеристика напряжения прямой электропроводности диода Шотки в сравнении с диодом с накоплением заряда

Использование двухполупериодного моста приводит к добавлению потерь выпрямителя последовательно с выходным током, что может уменьшить общий КПД. Если разница в обратном напряжении достаточно велика для использования диодов Шотки вместо одного р-п-диода, то обычно преимущество отдают диодам Шотки. Это даст такие преимущества как вторичная обмотки немного меньшего размера и лучшие характеристики обратного восстановления.

3.6.2. Активные выходные каскады (синхронные выпрямители)

Для приложений, в которых важен высокий КПД, на выходах с большим током (мощностью) может быть использовано синхронное выпрямление. Схемы синхронного выпрямителя намного сложнее схем пассивных двухпроводных выпрямителей. Это — мощные полевые МОП-транзисторы, которые используются в обратном направлении электропроводности, в котором проводит ток обязательный встречно-параллельный диод. МОП-транзистор открывается всякий раз, когда выпрямителю требуется проводить ток, тем самым уменьшая падение прямого напряжения до менее, чем 0,1 В. Синхронные выпрямители можно использовать только тогда, когда ток через диод протекает в прямом направлении, как это имеет место в прямоходо-вых преобразователях, работающих в непрерывном режиме.

Типичные варианты реализации синхронных выпрямителей в импульсных источниках питания показаны на рис. 3.30.

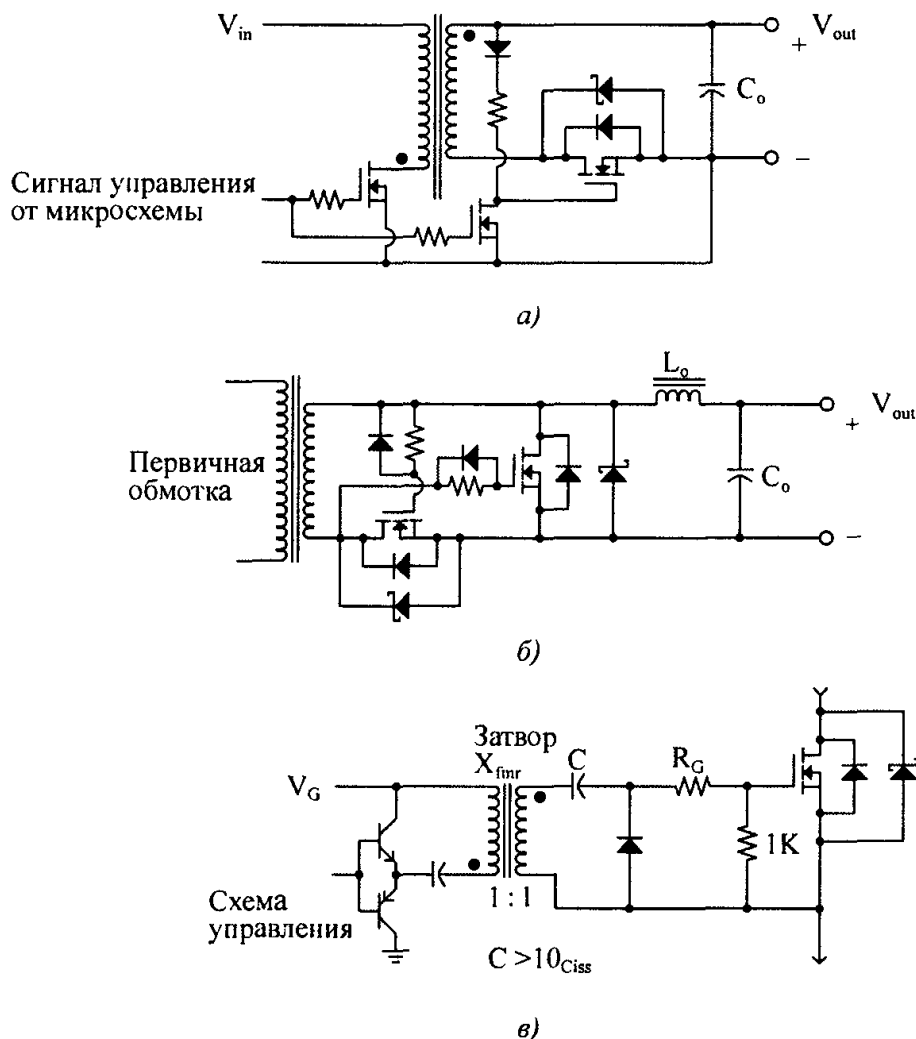


Рис. 3.30. Типичные схемы синхронного выпрямителя: а — неизолированный; б — самовозбуждающийся; в — связанный с трансформатором

Параллельно обязательному р-п-диоду, подключенному параллельно полевому МОП-транзистору, включается небольшой выпрямитель Шотки с номиналом тока 20–30% от номинального тока МОП-транзистора (I_D). Этот диод используется для предотвращения протекания тока через р-п-диод. Если бы такая проводимость была разрешена, то на р-п-диоде проявилось бы большое падение прямого напряжения и характеристика обратного восстановления, а оба этих показателя снижают КПД источника на 1–2%.

Затворы МОП-транзисторов должны быть точно управляемыми. Если они закрываются слишком медленно, то между МОП-транзистором ключа и МОП-транзистором синхронного выпрямителя может появиться *ток прокола базы* (punch-through current). Это происходит, когда оба МОП-транзистора на мгновение одновременно оказываются открытыми. Такой неограниченно увеличивает потери и быстро приводит к сбою. На рис. 3.31 показаны критические периоды работы синхронного выпрямителя.

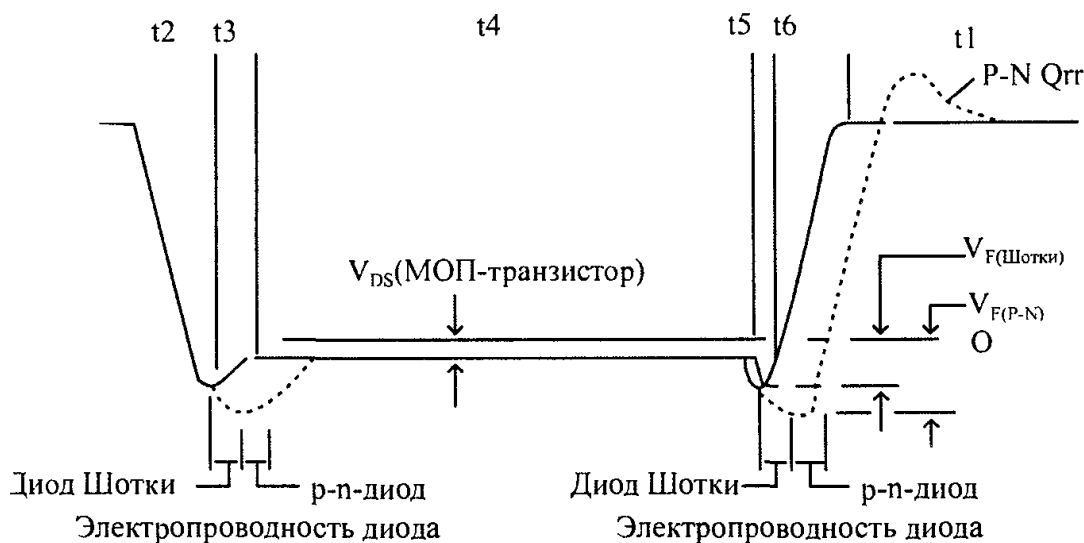


Рис. 3.31. Критические периоды работы синхронного выпрямителя

крытой потерей для синхронных выпрямителей является заряд, необходимый для управления затворами МОП-транзисторов. Информацию о расчете заряда затвора можно найти в разделе 3.7.2. По существу, необходимо управлять затвором, емкость которого в период от разомкнутого до замкнутого состояния (и наоборот) находится в пределах от 800 до 2800 пФ на каждом рабочем цикле. Эта потеря рассчитывается линейно в соответствии с частотой переключения и емкостями затвора (C_{iss} и C_{rss}).

3.6.3. Выходной фильтр

Выходной фильтр преобразует выпрямленные прямоугольные колебания переменного тока в выходной постоянный ток. Прямоходовые преобразователи имеют двухполюсный L-C-фильтр, который производит постоянный ток величины, равной половине высоты прямоугольной волны выпрямленного тока. В повышающих преобразователях используется однополюсный, емкостный входной фильтр, производящий постоянное напряжение, равное максимальному напряжению выпрямленной волны. Оба преобразователя являются фильтрами с реактивным сопротивлением и характеризуются очень малыми потерями.

Первым в прямоходовом преобразователе проектируется дроссель выходного фильтра (L_o). Эта простая процедура рассматривается в разделе 3.5.5. Ключевым проектным фактором является конструкция индуктора для работы в режиме непре-

рывного тока. Типичная величина максимального тока через индуктор составляет 150% от номинального выходного тока. Типичный ток долины (минимума) составляет около 50% от номинального выходного тока.

Важным моментом, с точки зрения функционирования системы, является перекрестная стабилизация выходов. *Перекрестная стабилизация* — это коррекция выходных напряжений, когда изменяется нагрузка на одном или более выходах. Проявлением плохой перекрестной стабилизации является случай, когда считывающий выход нагружен, а на насчитывающих выходах существенно повышается напряжение. Для улучшения перекрестной стабилизации в прямоходовых преобразователях, можно использовать методику сдвоенных дросселей выходного фильтра со взаимной магнитной связью. В соответствии с этой методикой, два индуктора выходного фильтра под напряжениями комплементарных выходов (+/- 5 В и т.п.) размещаются на одном и том же сердечнике, что значительно улучшает перекрестную стабилизацию этих двух выходов и существенно снижает пульсацию выходного напряжения (см. раздел 3.5.6).

Расчет для конденсатора выходного фильтра (C_o) производится одинаково как для прямоходового, так и для повышающего выходных каскадов. Эту емкость просто определить, на основании того, какой требуется размах напряжения пульсаций на выходе. *Напряжение пульсаций на выходе* — это небольшое переменное напряжение с прямоугольной формой волны поверх выходного постоянного напряжения. Для прямоходовых преобразователей можно ожидать типичный размах напряжения пульсации на выходе 30 мВ. На выходах повышающего преобразователя это значение обычно составляет 150 мВ. Если некоторому выходу соответствуют схемы, чувствительные к пульсациям, то проектировщик должен рассмотреть вопрос о размещении после конденсатора выходного фильтра дополнительного каскада фильтра постоянного тока (см. раздел 3.5.7). Для расчета конденсатора выходного фильтра используется формула (3.38):

$$C_{out(min)} = \frac{I_{out(max)} \cdot (1 - \delta_{(min)})}{f \cdot V_{ripple(pk-pk)}}, \quad (3.38)$$

где: $I_{out(max)}$ — номинальный выходной ток для данного выхода, А; δ_{min} — наименьший оценочный рабочий цикл при высоковольтной входной линии и малой нагрузке (хорошая оценка — 0,3); $V_{ripple(p-p)}$ — желаемая величина размаха напряжения пульсации на выходе, В.

Правильный выбор конденсатора чрезвычайно важен — особенно для обратных преобразователей. Это связано с тем, что такие преобразователи не имеют индуктивного сопротивления между собой и выпрямителем. Это позволяет втекать в конденсатор и вытекать из него токам очень высоких мгновенных величин. Такой переменный ток большой силы протекает через *эквивалентное последовательное сопротивление* ESR (equivalent series resistance) и *эквивалентную последовательную индуктивность* ESL (equivalent series inductance) конденсатора. Сопротивление ESR приводит к нагреванию конденсатора, укорачивая срок его службы и добавляя дополнительные пульсации напряжения к теоретической величине, используемой в формуле (3.38). Индуктивность ESL добавляет резкие ступенчатые функции и всплески к теоретической форме волны напряжения пульсации. Танталовые конденсаторы лучше оксидно-электролитических алюминиевых, поскольку имеют лучшие характеристики ESR и ESL. В повышающих преобразователях размах переменных токов пульсации, втекающих в конденсатор фильтра, описывается приближенной формулой (3.39). Преобразование этой величины в значение RMS, которое дают производители конденсаторов, может представлять собой трудную математическую

задачу, поэтому в качестве приблизительного значения RMS используйте примерно 33% от величины размаха пульсаций.

$$I_{\text{ripple(pk-pk)}} = \frac{2I_{\text{out(av)}}}{\delta_{\text{min}}} \quad (3.39)$$

Производители конденсаторов только начали специфицировать использование их конденсаторов в высокочастотных импульсных источниках питания, поэтому при выборе конденсаторов для этой цели следует быть внимательными. Значение ESR должно быть специфицировано по частоте, превышающей 1 кГц.

Для правильного проектирования емкости для выходного каскада следует разместить достаточное количество конденсаторов параллельно так, чтобы каждый конденсатор работал на 70–80% своего максимального номинального тока пульсации. Суммарная величина емкости конденсаторов должна равняться окончательно подсчитанному значению C_{total} , но емкость каждого конденсатора должна составлять C_{total}/n , где n — количество параллельно включенных конденсаторов.

В конце концов, разработчик должен испытать окончательный проект, проверив его на предмет пульсаций выходного напряжения и повышения температуры каждого конденсатора.

Последним фактором является физическая компоновка выходного каскада, когда используется больше одного конденсатора выходного фильтра. Конденсаторы должны располагаться радиально симметрично относительно выходного выпрямителя, а дорожки печатной платы для выпрямленного напряжения и заземления, должны быть одинаковой длины и ширины. Любое расхождение в этих дорожках ведет к увеличению последовательного сопротивления и индуктивности отдаленного конденсатора. Из-за этого через ближайший конденсатор протекает больший ток пульсации и, как следствие, он сильнее нагревается. Неверная трассировка платы также увеличивает значения ESR и ESL конденсаторов. Вопросы проектирования печатной платы подробно обсуждаются в разделе 3.14.

Параллельно с конденсаторами большей емкости можно также включить высокочастотный конденсатор. Это связано с тем, что оксидно-электролитические алюминевые и танталовые конденсаторы не могут поглощать составляющие тока очень высокой частоты. Для этой цели хорошо подходит керамический конденсатор емкостью 0,01–0,1 мкФ.

3.7. Проектирование ключа и секции драйвера

Основной целью секции ключа является преобразование входного постоянного напряжения в модулированное по ширине импульса переменное напряжение. В следующих каскадах для подъема или снижения импульса переменного тока может использоваться трансформатор, и, наконец, выходной каскад преобразует переменный ток в постоянный выходной ток. Для того чтобы выполнить преобразование постоянного тока в переменный, ключ функционирует только в состояниях насыщения и отсечки.

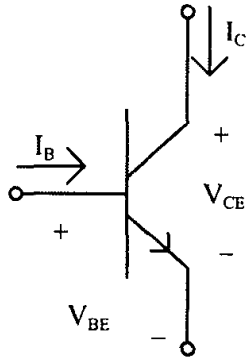
Сегодня используются два типа ключей: биполярный мощный транзистор (плоскостной) и мощный полевой МОП-транзистор. Транзистор IGBT (Integrated Gate Bipolar Transistor — биполярный транзистор с интегрированным затвором) используется в высокомошных промышленных приложениях, таких как источники питания мощностью $\gg 1$ кВт и электронные приводные устройства. Транзистор IGBT медленнее отключается, чем полевой МОП-транзистор, поэтому обычно используется на частотах переключения ниже 20 кГц.

3.7.1. Схемы драйвера мощного биполярного транзистора

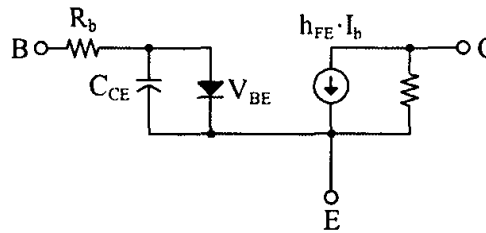
Мощный биполярный транзистор — устройство, управляемое током. Для того чтобы гарантировать функционирование “в стиле переключателя”, он должен работать в состоянии насыщения или близком к нему (рис. 3.32). Для этого ток “включения” базы должен удовлетворять следующему неравенству (см. также рис. 3.29):

$$I_B \geq \frac{I_{C(\max)}}{h_{FE(\min)}}, \quad (3.40)$$

где: I_B — ток управления “включением” базы; $I_{C(\max)}$ — максимальный предполагаемый ток через коллектор; $h_{FE(\min)}$ — минимальное специфицированное усиление транзистора.



Условное обозначение



Примерная эквивалентная схема

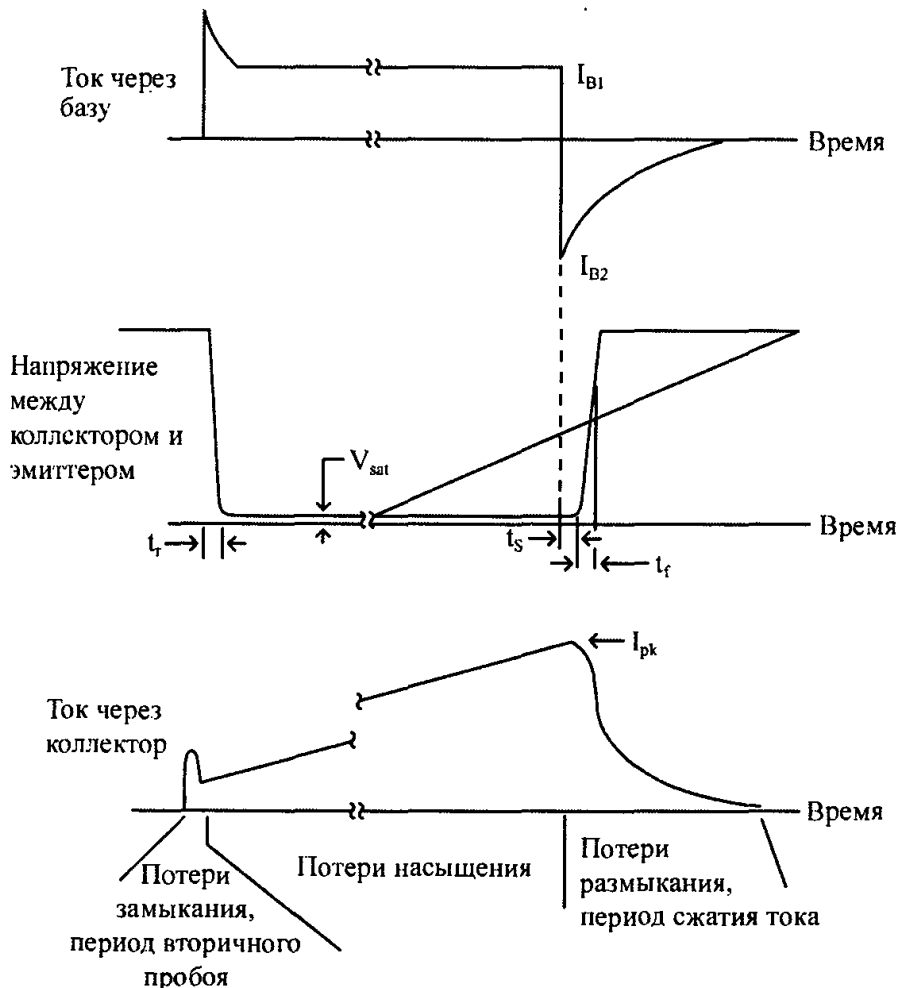


Рис. 3.32. Волновые формы для мощного биполярного транзистора в импульсном источнике питания с ШИМ

Существует два типа схем управления базой. *Драйвер фиксированной базы*, схема которого показана на рис. 3.33, управляет транзистором в насыщенном состоянии в течение всего периода проводимости.

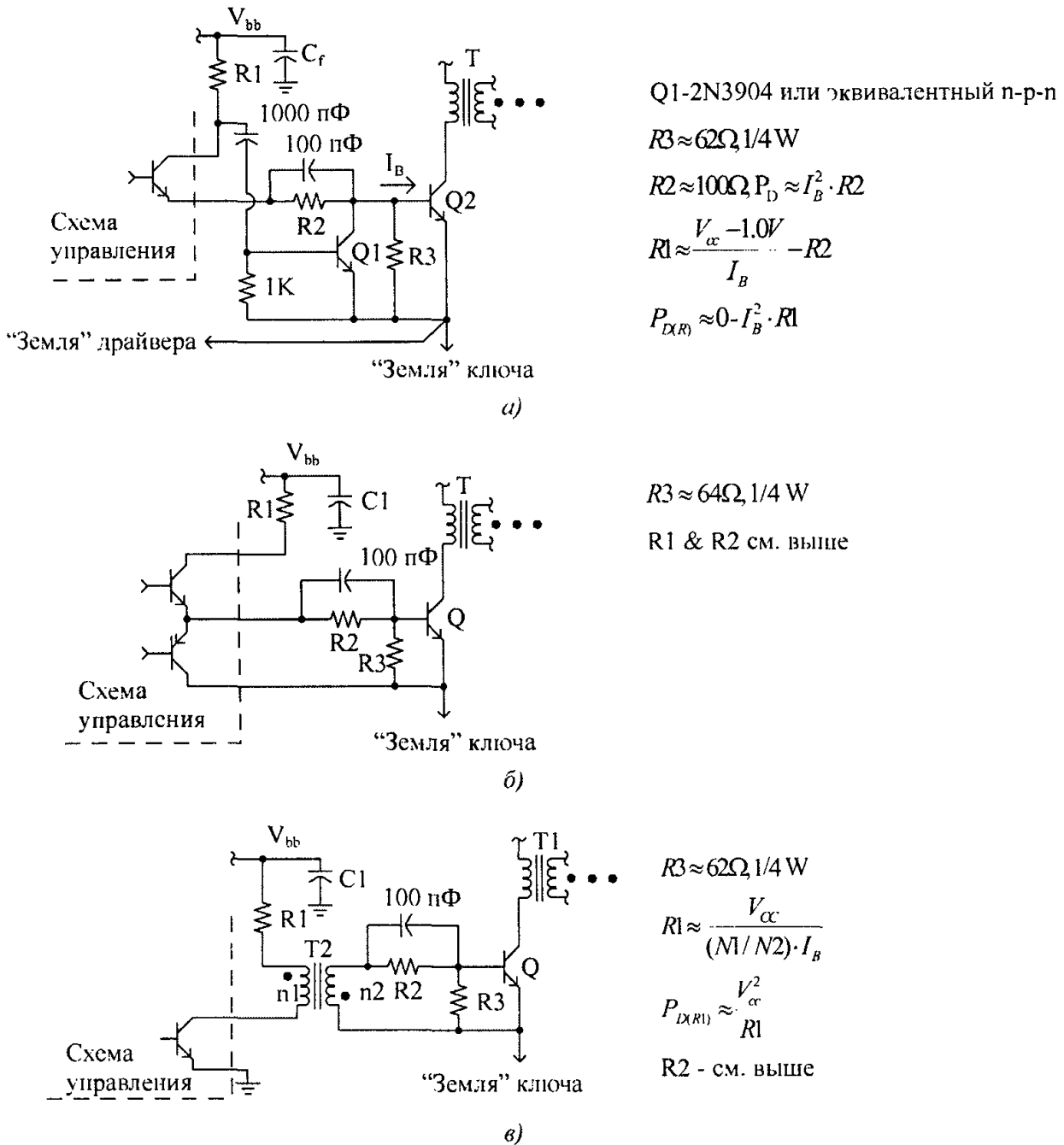


Рис. 3.33. Схемы драйвера фиксированной базы: а — драйвер с квази-двухтактным каскадом; б — драйвер с двухтактным каскадом; в — драйвер с трансформатором

Поскольку ток через коллектор почти всегда меньше максимального ожидаемого значения, транзистор почти всегда будет перегружен. Перевод транзистора в состояние глубокого насыщения приводит к замедлению его отключения. Параметр времени хранения t_s — это время задержки между поступающим на базу сигналом “размыкания” и моментом, когда коллектор начинает закрываться. На протяжении этого времени напряжение между коллектором и эмиттером продолжает поддерживать уровень напряжения насыщения. Хотя это и не приводит к потерям, сокращается максимальный рабочий цикл, который может использовать источник питания. Схема драйвера должна обеспечивать быстрые переключения тока базы между

“замкнутым” и “разомкнутыми” состояниями ключа и делать напряжение базы немного отрицательным.

Проектная философия схемы драйвера фиксированной базы заключается в том, чтобы извлечь ток из сравнительно низковольтного источника (3–5 В), что обычно обеспечивается вспомогательной обмоткой силового трансформатора. Резистор, подключенный непосредственно последовательно с базой транзистора (R2 на рис. 3.33), должен иметь сопротивление порядка 100 Ом. Его назначение — ограничивать поступающий на базу постоянный ток во время замыкания и размыкания ключа.

Параллельно этому резистору (R2) должен быть включен небольшой конденсатор емкостью порядка 100 пФ, который называют *конденсатором ускорения базы*. Он обеспечивает короткие положительные и отрицательные всплески тока в продолжение переходных процессов “включения” и “выключения” транзистора. Это снижает время переключения и уменьшает угрозу вторичного пробоя и сжатия тока. Резистор на коллекторе транзистора драйвера базы (R1 на рис. 3.33) в дальнейшем управляет током управления базой в замкнутом состоянии ключа. Напряжение на базе следует проверить с помощью осциллографа. На протяжении переключения в состояние “ВЫКЛ” оно должно иметь небольшое отрицательное значение, но не должно превышать номинала напряжения лавинного пробоя между базой и эмиттером (< 5 В).

Вторая схема (рис. 3.34), которую называют схемой *драйвера пропорциональной базы*, всегда управляет транзистором в состоянии насыщения или очень близком к нему.

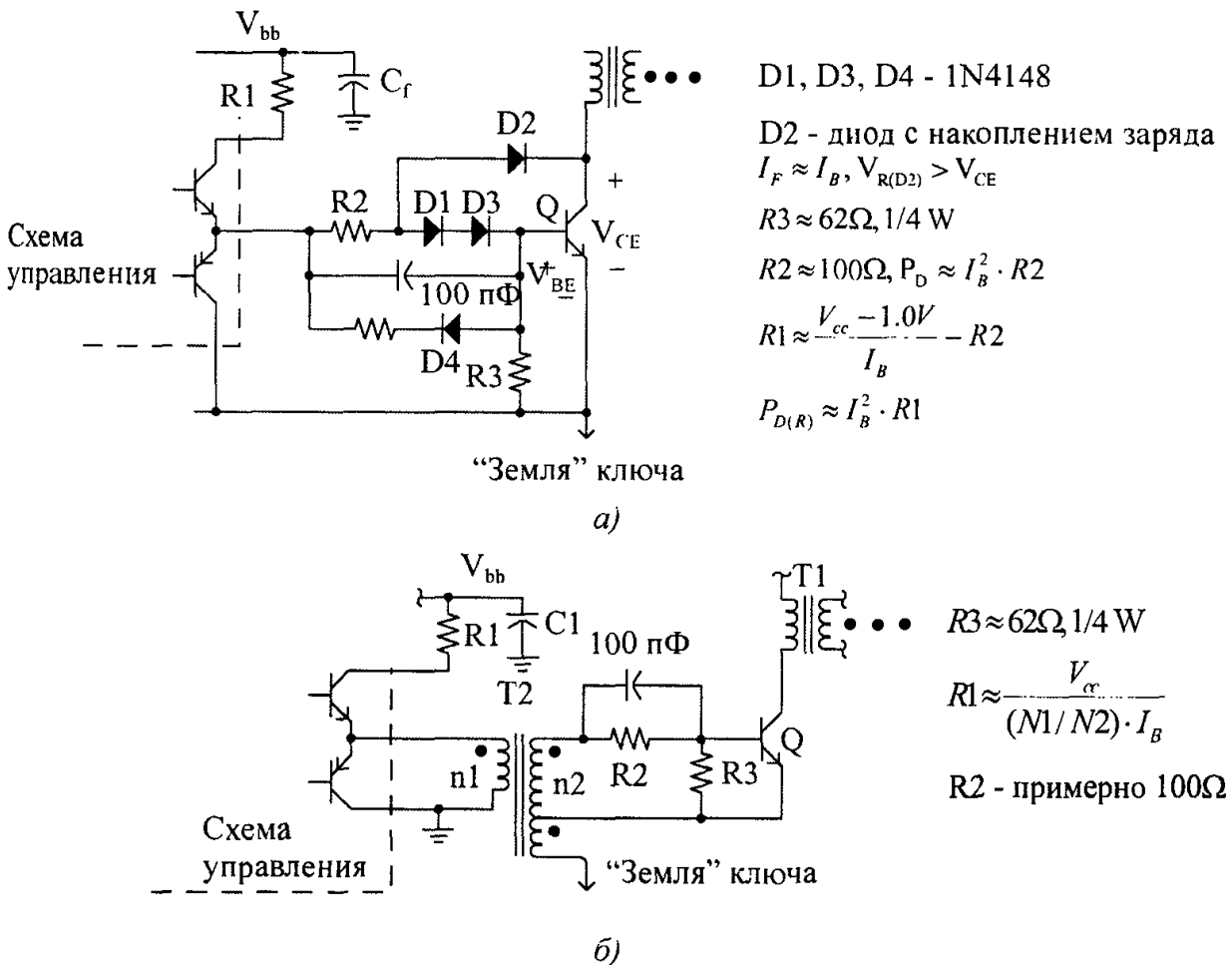


Рис. 3.34. Схемы драйвера пропорциональной базы: а) фиксатор Бейкера; б) трансформаторно-связанное пропорциональное возбуждение базы

Напряжение между коллектором и эмиттером выше, чем в случае драйвера фиксированной базы, но теперь транзистор может переключаться примерно через каждые 100–200 нс. Это в 5–10 раз быстрее, чем при фиксированной базе. На практике, однако, схема драйвера фиксированной базы применяется, в основном, в недорогих приложениях низкой и средней мощности. Схемы драйвера пропорциональной базы используются в приложениях высокой мощности.

Последний вопрос — из какого источника напряжения получать ток базы. Поскольку переход база-эмиттер напоминает диодом с прямым смещением, максимальное напряжение этого р-п-перехода V_{BE} составляет 0,7–1,0 В. В идеале, достаточным будет источника напряжения 2,5–4,0 В. Если напряжение источника драйвера базы слишком велико, то управление базой будет сопровождаться значительными потерями.

В начальном макете должны быть тщательно исследованы формы волны напряжения и тока, имеющих отношение к мощному транзистору; необходимо убедиться в том, что они не превышают установленных пределов области устойчивой работы. В это же время можно также модифицировать любые величины для улучшения характеристик переключения, поскольку они дают до 40% всех потерь источника питания. Схемы драйвера, показанные на рис. 3.33 и рис. 3.34, — это общий подход к управлению биполярным транзистором и являются очень хорошей отправной точкой для разработчика.

3.7.2. Ключ на мощном полевом МОП-транзисторе

Чаще всего в качестве ключа используется мощный полевой МОП-транзистор. Его стоимость и потери насыщения в большинстве приложений сравнимы с аналогичными потерями биполярного транзистора, а переключение выполняется в 5–10 раз быстрее. Кроме того, МОП-транзисторы проще для использования в проекте.

Полевой МОП-транзистор представляет собой источник тока с управлением по напряжению. Для управления МОП-транзистором в состоянии насыщения между выводами затвора и истока должно быть приложено достаточно большое напряжение, чтобы пропускать ток силы выше максимального ожидаемого тока через сток. Отношение напряжения между затвором и истоком к току через сток называется *межэлектродной проводимостью* (transconductance) и обозначается g_m . Обычно мощные полевые МОП-транзисторы разбивают на две категории:

- стандартные — должны иметь значение V_{gs} , равное 8–10 В, чтобы гарантировать полный номинальный ток через сток;
- МОП-транзисторы логического уровня, в которых напряжение V_{gs} должно составлять лишь 4,0–4,5 В.

У полевых МОП-транзисторов логического уровня обычно низкие номинальные значения напряжения между стоком и истоком (< 60 В).

Время переключения полевых МОП-транзисторов очень мало: обычно от 40 до 80 нс. Для того чтобы организовать управление МОП-транзистором с такой скоростью, необходимо прежде рассмотреть неотъемлемую паразитную емкость, существующую во всех мощных МОП-транзисторах (рис. 3.35).

Эти емкости указываются в спецификации любого мощного МОП-транзистора и играют очень важную роль. Емкость перехода сток-исток C_{oss} учитывается в нагрузках стока, но напрямую не входит в схему драйвера. Емкости C_{jss} и C_{TSS} оказывают прямое и вычисляемое влияние на характеристики переключения полевого МОП-транзистора. На рис. 3.36 показаны волновые формы цикла переключения для затвора и стока типичного полевого МОП-транзистора с каналом n-типа.

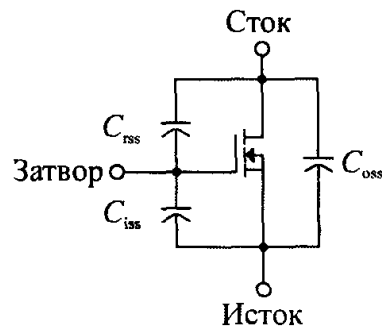


Рис. 3.35. Условное обозначение мощного полевого МОП-транзистора с паразитными емкостями

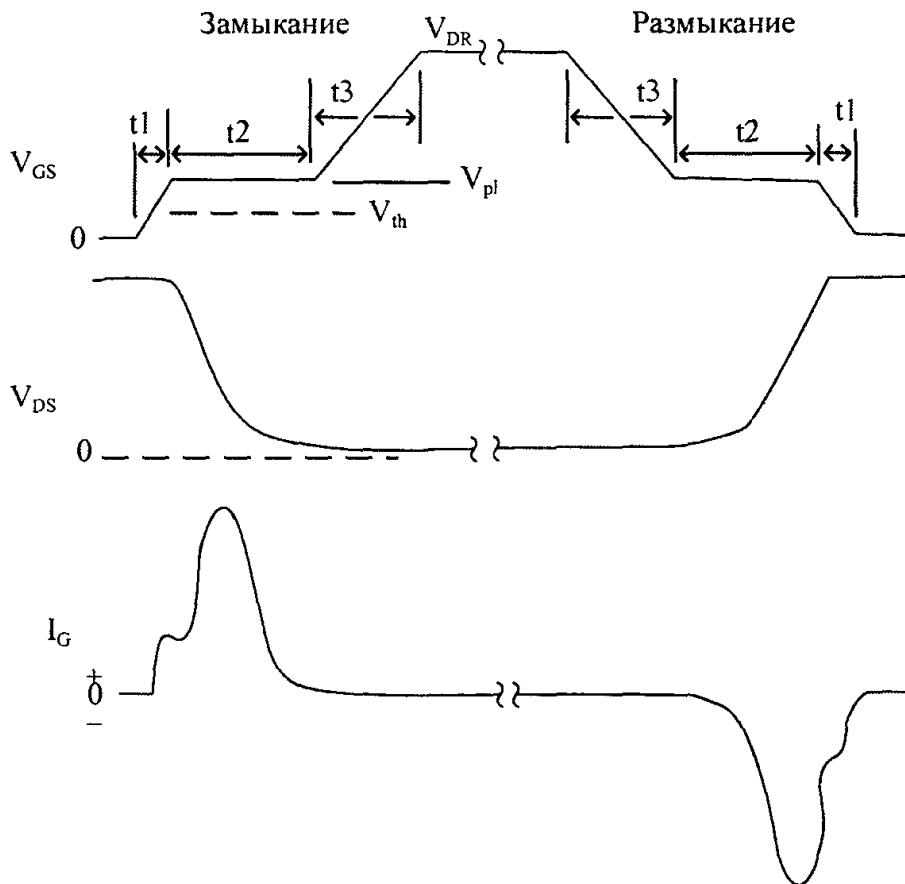


Рис. 3.36. Волновые формы полевого МОП-транзистора

Плато в сигнале напряжения управления затвором обусловлено ниспадающим участком сигнала между стоком и истоком, связанного с узлом затвора через конденсатор C_{rss} . На протяжении этого периода наблюдается большой импульс тока управления затвором. Данному плато соответствует уровень напряжения, который немного выше номинального порогового напряжения затвора и составляет $V_{TH} + I_D/g_m$. Значение напряжения плато можно также определить с помощью графика передаточной функций, представленной в спецификации любого полевого МОП-транзистора (рис. 3.37). Для неточной оценки может быть использовано пороговое напряжение.

Рассматриваемые емкости обуславливают задержки в характеристиках переключения полевого МОП-транзистора. Схемы драйвера должны быть способны управлять емкостными нагрузками. Прежде всего должно быть определено количество заряда, необходимого для перевода затвора через каждый уровень напряжения. Эту информацию можно получить из рис. 3.37, если вычесть значение одной рабочей точки напряжения управления затвором из другой. Задержку переключения можно вычислить по формулам (3.41)–(3.48).

3.7.3. Транзистор IGBT в качестве ключа

Транзистор IGBT представляет собой кремниевый гибрид, составленный из мощного полевого МОП-транзистора на выводе затвора и “неблокируемого” тринистора (silicon controlled rectifier, SCR) между выводами коллектора и эмиттера. Его внутренняя схема показана на рис. 3.39.

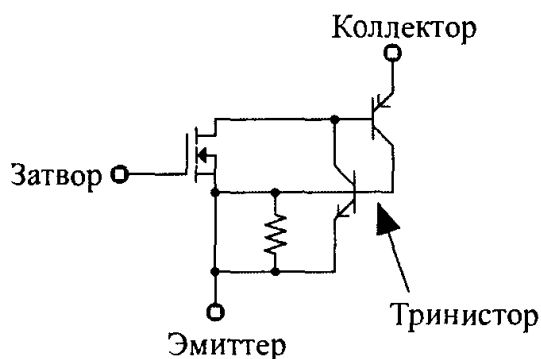


Рис. 3.39. Внутренняя схема транзистора IGBT

Преимущества транзистора IGBT перед полевым МОП-транзистором заключается в экономии площади кремниевого кристалла и его характеристиках тока через биполярный коллектор. Кроме того, у транзистора IGBT есть два недостатка: высокое напряжение насыщения из-за наличия двух последовательных р-п-переходов и то, что он может иметь длинный “хвост” выключения, который добавляется к потерям переключения. “Хвостовые” потери ограничивают частоту переключения до менее, чем 20 кГц. Это делает такой транзистор идеальным для приводов двигателей промышленной электроники, где частота переключений чуть выше диапазона звуковых частот, воспринимаемых человеком.

Транзисторы IGBT были целью многих исследований, проведенных компаниями-производителями полупроводников, и указанный временной “хвост” был существенно укорочен. Первоначально этот промежуток составлял около 5 мкс, а на сегодняшний день он составляет лишь около 100 нс и продолжает уменьшаться. Уровень напряжения насыщения также был улучшен: примерно от 4 В до менее, чем 2 В. Хотя это — проблема для низковольтных преобразователей постоянного тока в постоянный, для автономных и промышленных преобразователей большой мощности применение IGBT очень привлекательно. По личному мнению автора, транзисторы IGBT можно применять для преобразователей с уровнем входного напряжения выше 220 ВАС и мощностью 1 кВт.

Управление транзисторами IGBT идентично управлению полевыми МОП-транзисторами. Они имеют подобные характеристики управления затвором, а схема драйвера МОП-транзистора очень хорошо работает и с транзистором IGBT.

3.8. Выбор микросхемы контроллера

Сегодня существует большой выбор микросхем управления (контроллеров). Уже на ранних стадиях проектирования можно определить набор функциональности и степень интеграции микросхемы, например: будет ли находиться внутри микросхемы ключ, высоковольтная схема запуска, цепь плавного включения, схемы синхронизации и т.п. Такие решения обуславливаются спецификой конкретного приложения и требуемыми дополнительными функциями.

При выборе микросхемы следует быть крайне осторожным. Первая страница спецификации не всегда содержит ее полное описание. В дальнейшем должны быть

исследованы такие тонкие моменты, как метод управления, способ использования выходных драйверов, функционирование схемы защиты и т.п. Это требует тщательного изучения внутренней микросхемы и схематики приложений. Примером, когда вкрадывается неразбериха, может служить новые поколения микросхем понижающего контроллера для выходных напряжений менее 3,3 В. Эти микросхемы предназначены для работы от более высокого напряжения источника, чем их входная линия электроснабжения, и управления полевыми МОП-транзисторами при очень низком уровне напряжения. Традиционный понижающий контроллер работает от своего входного напряжения и управляет этим напряжением полевым МОП-транзистором. Не сопоставив данные первых страниц спецификации, эти две микросхемы неотличимы, и еще труднее различить их, если они представлены как результат поиска на Web-сайте поставщика. Это будет стоить вам драгоценного времени.

Сегодня, более чем когда-либо, новые микросхемы управления занимают узкую целевую нишу рынка приложений. Это обычно подразумевает сокращение до минимума количества контактов корпуса для минимизации внешних цепей. Это сильно ограничивает гибкость микросхемы, по причине чего процесс отбора становится еще более важным.

3.8.1. Краткий обзор схемы управления импульсными источниками питания

Возможно в этом кратком обзоре мы повторим то, что было сказано ранее в этой главе, однако это необходимо. Главная цель схемы управления — поддержание постоянного выходного напряжения для большого диапазона токов нагрузки. Для этой цели используется контур отрицательной обратной связи. Контроллеры всех источников питания — как линейных, так и импульсных — считывают выходное напряжение. Номинальное выходное напряжение понижается до уровня опорного напряжения где-то внутри микросхемы контроллера. Это *напряжение обратной связи* подается на инверсный вход операционного усилителя с большой степенью усиления, называемого *усилителем напряжения ошибки*. Опорное напряжение подается на неинверсный вход того же операционного усилителя. Выход усилителя соответствует очень усиленной разнице между опорным и выходным напряжениями. Это выходное напряжение называется *напряжением рассогласования* (или *ошибки*). В дальнейшем это напряжение используется для управления той частью энергии, которую источник питания собирается передать нагрузке. Напряжение рассогласования может быть положительным, указывая на то, что выходное напряжение слишком низкое, и источник питания должен поставить на выход больше энергии. С другой стороны, отрицательное значение рассогласования указывает на то, что выходное напряжение слишком велико, и пропускаемая энергии должна быть уменьшена.

Для того чтобы источник питания не превышал своих номиналов мощности, обычно считывают значение тока. Существует два метода измерения тока: средний выходной ток и мгновенный ток. Работа схем среднего тока очень напоминают работу описанного ранее контура обратной связи. Ток обычно измеряется как напряжение на резисторе, включенного последовательно с измеряемым током. Это напряжение либо усиливается, либо используется его очень малая величина. Затем это напряжение подается на инверсный вход операционного усилителя, а опорное напряжение соответствует желаемому максимальному значению выходного напряжения. Когда ток становится слишком большим, *напряжение отклонения тока* меняет

вою полярность (с положительной на отрицательную), указывая, что выходной ток превысил желаемое максимальное значение. Этот сигнал может быть использован для блокировки сигнала рассогласования напряжений и уменьшения энергии, пропускаемой источником питания.

Считывание мгновенного тока используется для защиты мощных полупроводников. Считывающий резистор расположен на пути тока, протекающего через ключ; напряжение на нем соответствует мгновенному току, протекающему через мощный элемент. Это напряжение затем подается на очень быстрый аналоговый компаратор (схема сравнения). Если предопределенное напряжение превышено, то силовое мощное устройство сразу же выключается (размыкание ключа). Это очень хорошая защита мощного элемента.

3.8.2. Выбор оптимального метода управления

Выбор метода микросхемы контроллера — очень важный момент. Если сделать неправильный выбор, то это может привести к нестабильности источника и пустой трате драгоценного времени. Разработчик должен понимать тонкие различия между разными формами управления. В общем случае, прямоходовые топологии обычно используют контроллеры, работающие в режиме напряжения, а в повышающих топологиях обычно используется управление в токовом режиме. Это, конечно же, не догма, поскольку в каждой топологии могут быть использованы любые методы управления, но с различными результатами. Методы управления в импульсных источниках питания перечислены в табл. 3.6.

3.6. Методы управления в импульсных источниках питания

Методы управления	Оптимальная топология	Краткая характеристика
Методы управления широтно-импульсной модуляцией		
Управление с ограничением по току	Прямоходовая	Медленное ограничение перегрузки по току, что может привести к повреждению ключа
Управление с жестким ограничением по току	Прямоходовая	Очень хорошая защита от перегрузки по току; обычно организовано считывание тока со стороны высокого напряжения
Токовый режим	Прямоходовая и повышающая	Строго запатентованный; несколько микросхем контроллеров
Токовый режим, включение по тактовому сигналу	Повышающая	Очень хорошая защита от перегрузки по току; множество микросхем; обычно используется ключ с заземленным драйвером
Квазирезонансные и резонансно-переходные методы управления		
Постоянное время выключения	Квазирезонансное переключение при нулевом напряжении	Различные частоты; требует ограничения высоких частот
Постоянное время включения	Квазирезонансное переключение при нулевом токе	Различные частоты; требует ограничения низких частот
Фазовая модуляция	Полномостовая топология с прямоходовым режимом ШИМ	Фиксированная частота

Управление в режиме напряжения

Этот метод управления представлен на рис. 3.40. Важной чертой управления в режиме напряжения является то, что напряжение рассогласования подается на ШИМ-компаратор и сравнивается с пилообразными импульсами, создаваемыми тактовым генератором. При возрастании или снижении напряжения рассогласования длительность импульса выходного сигнала соответственно увеличивается или уменьшается. Для идентификации микросхемы контроллера, работающей в режиме напряжения, обратите внимание на конденсатор R-C-осциллятора и выясните, подаются ли пилообразные импульсы напряжения этого конденсатора на компаратор вместе с напряжением согласования.

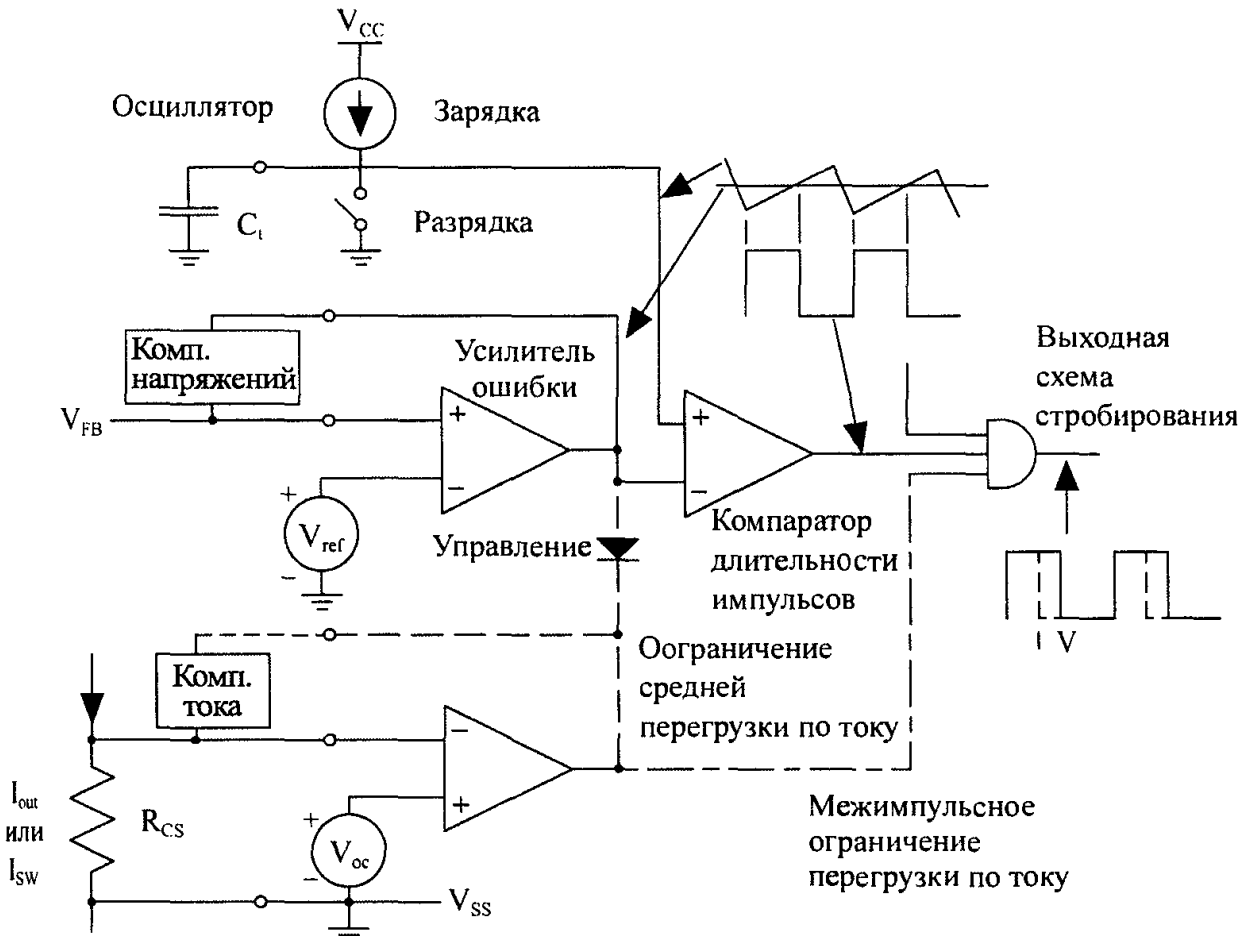


Рис. 3.40. Схема управления в режиме напряжения с ограничением среднего выходного тока и межимпульсным ограничением тока

Существует два варианта защиты от перегрузки по току в микросхемах управления, работающих в режиме напряжения. Первый, более старый способ, называется *ограничением среднего тока* (average current foldback). В данном случае выходной ток считывается резистором, включенным последовательно с нагрузкой. Точный сигнал может быть усилен и подан на усилитель отклонения тока с коррекцией. Усилитель тока распознает, когда сила выходного тока приближается к установленному пределу, блокирует усилитель напряжения рассогласования и ограничивает ток, если он пытается еще больше вырасти. Ограничение среднего тока имеет один характерный недостаток, если оно используется само по себе в качестве защиты от перегрузки по току: его реакция слишком медленна для предотвращения повреждения ключа, если на выходе возникнет внезапное короткое замыкание. Кроме того, когда магнитные элементы входят в состояние насыщения, ограничение

среднего тока не работает. Это в течение нескольких микросекунд может создавать экспоненциально возрастающие токи, способные вывести ключ из строя.

Второй метод защиты от перегрузки по току — *межимпульсное ограничение* (pulse-to-pulse limiting). Этот метод гарантирует протекание через ключ максимального безопасного тока. Элемент восприятия тока (резистор или трансформатор тока) включается последовательно с ключом (ключами). Он отслеживает мгновенный ток, протекающий через ключ, и сразу же размыкает ключ в случае превышения этим током предустановленного предела. Такая цепь должна быть очень быстродействующей, и будет защищать ключ от всех форм мгновенных перегрузок по току, включая насыщение сердечника. Этот метод не является формой управления в токовом режиме, поскольку предел такой защиты фиксирован и не зависит от внешних факторов.

Последняя форма управления в режиме напряжения очень проста. Ее можно назвать *гистерезисным режимом напряжения*. В этой форме управления осциллятор фиксированной частоты выдает импульс “ВКЛ”, только когда выходное напряжение падает ниже предела, заданного контуром обратной связи по напряжению. Такой режим иногда называют “режимом икоты”, поскольку ключ время от времени на короткий период замыкается, а затем возвращается в постоянное разомкнутое состояние. Существует несколько микросхем контроллеров и интегрированных импульсных источников питания, использующих этот режим управления. Они дают фиксированный уровень пульсаций выходного напряжения, который варьируется по частоте пропорционально току нагрузки.

Управление в токовом режиме

Управление в токовом режиме лучше всего использовать в топологиях, где выше линейные склоны в форме волны тока. Это относится к повышающим топологиям: чисто повышающей, инвертирующей и обратноходовой.

Методы управления в токовом режиме регулируют пиковые (а иногда минимальные) значения размаха амплитуды тока, протекающего через ключ, что эквивалентно размаху амплитуды магнитной индукции внутри магнитного сердечника. По сути, регулируются магнитные характеристики сердечника. Самой распространенной формой токового режима является “включение по тактовому импульсу” (рис. 3.41). В этом случае осциллятор фиксированной частоты устанавливает триггер, а высокоскоростной токовый компаратор сбрасывает этот триггер. Триггер находится в состоянии “1”, когда ключ проводит ток.

Порог для токового компаратора устанавливается выходом усилителя напряжения рассогласования. Если усилитель ошибки сигнализирует о том, что выходное напряжение слишком низкое, то порог тока повышается, чтобы позволить большему количеству энергии достичь нагрузки. Имеет место также и обратный процесс.

Управлению в режиме тока присуща защита от перегрузки по току. Высокоскоростной токовый компаратор обеспечивает межимпульсное ограничение тока. Такая форма защиты называется *постоянной силовой формой защиты от перегрузки* (см. раздел 3.11) и ограничивает ток и напряжение для поддержания постоянной мощности на нагрузке. Такая защита, возможно, не является оптимальной для всех изделий (особенно в тех, где типичные сбои медленно увеличивают аварийный ток).

В схеме управления может быть также размещена и другая форма защиты от перегрузки — *гистерезисное управление в токовом режиме* (рис. 3.42). При таком управлении контролируются как пиковые, так и минимальные значения тока. Гистерезисное управление явно лучше подходит для повышающих преобразователей, работающих в непрерывном прямоходовом режиме. Такой подход отчасти услож-

няет конструкцию, но обеспечивает очень малое время реакции. Гистерезисный метод управления не самый распространенный, а его частота варьируется.

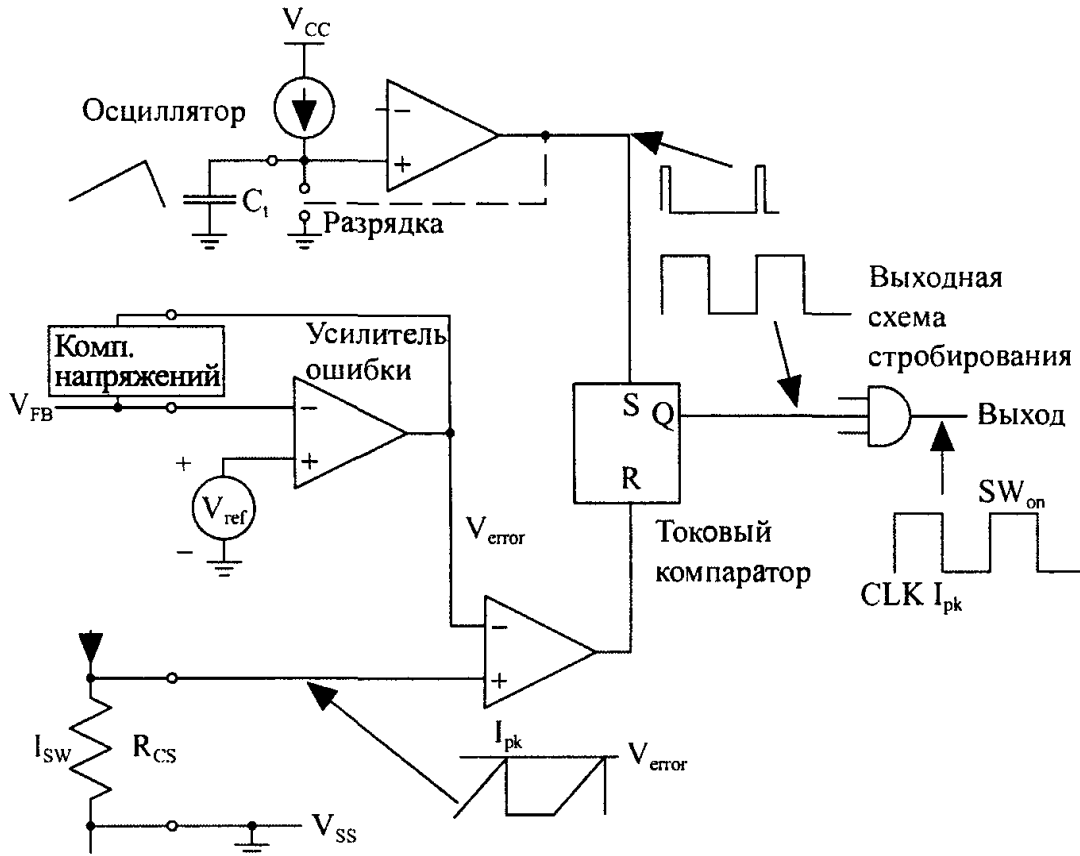


Рис. 3.41. Управление в токовом режиме с включением по тактовому импульсу

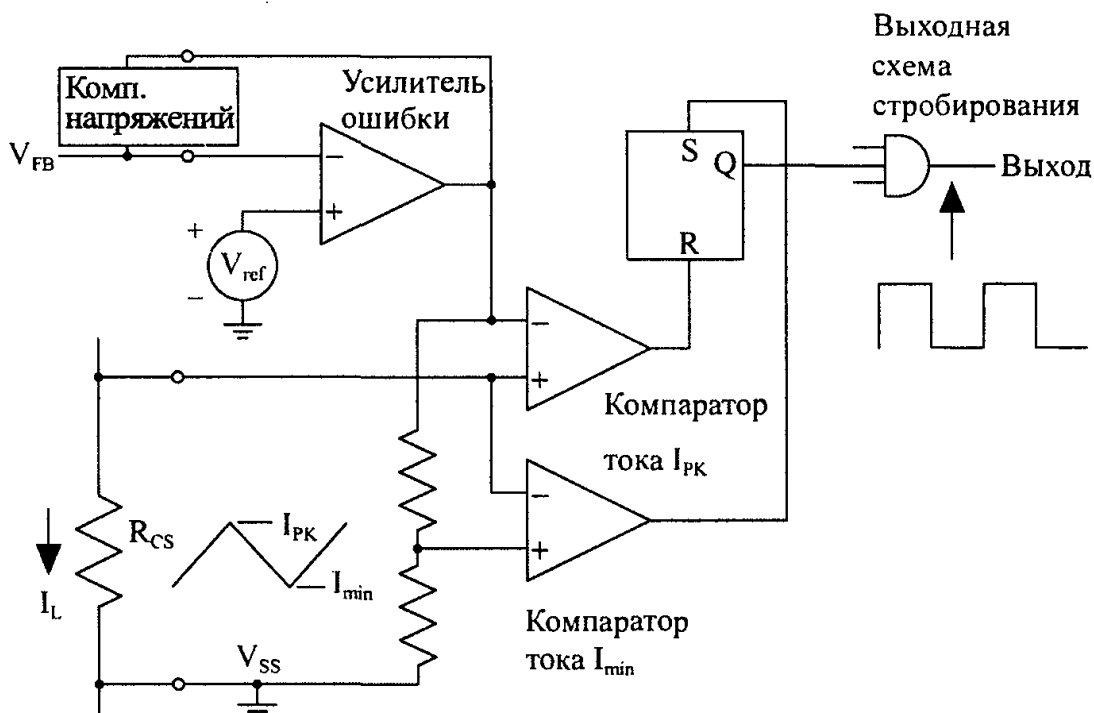


Рис. 3.42. Пример схемы управления в гистерезисном токовом режиме

Другие режимы управления

Некоторые производители микросхем сегодня позволяют себе большую свободу в создании новых режимов управления или методов контроля переключений

в некоторых рабочих точках для повышения общего КПД конечного источника питания. Такая практика может привести к путанице, а подобная схема управления может не работать в приложениях, отличных от того, для которого она разрабатывалась. Например, некоторые микросхемы понижающего контроллера позволяют индуктору входить в прерывистый режим через снижение рабочей частоты. Устойчивость контура обратной связи может изменяться, поэтому используется некий загадочный метод управления для компенсации предполагаемой неустойчивости.

Управление по гистерезису напряжения. Это тот метод, который в народе называется “режимом икоты”. Для наблюдения за выходным напряжением используется простой компаратор. Если напряжение падает ниже определенного предела, то включается контур широтно-импульсной модуляции на время, пока этот предел превышен (плюс некоторое напряжение гистерезиса). Это гарантирует, что пульсация выходного напряжения равна или больше, чем значение напряжения гистерезиса в схеме управления.

Управление по переменной частоте. При легких нагрузках методы управления по фиксированной частоте теряют в КПД из-за фиксированных потерь переключения. Некоторые контроллеры при легких нагрузках переключаются на тактовый генератор переменной частоты с сохранением того же метода управления.

Резюме. При выборе микросхемы контроллера в вашем приложении будьте очень осторожны!

3.9. Проектирование цепи обратной связи по напряжению

Единственная функция контура обратной связи по напряжению — сохранение постоянного значения выходного напряжения. Осложнения возникают в таких областях как реакция на переменную нагрузку, точность выходного сигнала, несколько выходов и изолированные выходы. Все эти факторы могут стать “головной болью” для проектировщика, однако, если подходы к проектированию осознаны, то каждое из осложнений легко может быть удовлетворительно разрешено.

Сердцем контура обратной связи по напряжению является операционный усилитель с высоким коэффициентом усиления, называемый *усилителем ошибки*, который усиливает разницу между двумя напряжениями и создает напряжение рассогласования. В источниках питания одно из этих напряжений — это опорное напряжение, а второе соответствует уровню выходного напряжения. Выходное напряжение обычно делится до уровня опорного напряжения еще до того как подается на усилитель ошибки. Этим создается точка “нулевой ошибки” для усилителя ошибки. Если выход отклоняется от этого “идеального” значения, то напряжение рассогласования на выходе усилителя значительно изменяется. Это напряжение затем используется источником питания для организации коррекции длительности импульсов с целью приведения выходного напряжения обратно к его идеальному значению.

Основные аспекты проектирования, имеющие отношение к усилителю ошибки:

- он должен иметь высокий коэффициент усиления при постоянном токе, который обеспечивал бы хорошую стабилизацию выхода по нагрузке;
- он должен иметь хорошую реакцию на высокой частоте, что обеспечивает хорошую переходную характеристику при изменениях нагрузки.

Стабилизация выхода по нагрузке (output load regulation) определяет, насколько стабильным поддерживается выходное напряжение с изменением нагрузки отслеживаемого выхода. *Продолжительность переходных процессов (transient response)*

определяет, насколько быстро выходное напряжение возвращается к его номинальному значению после отклика на изменение нагрузки. Эти вопросы относятся к области компенсации контура обратной связи, подробно освещенной в Приложении Б.

Примером элементарного приложения обратной связи по напряжению является неизолированный импульсный источник питания с одним выходом. Если пренебречь компенсацией усилителя ошибки, то конструкция окажется совсем простой. Исследуем ситуацию, при которой стабилизируется выход 5 В, а внутри схемы управления обеспечено опорное напряжение 2,5 В (рис. 3.43).

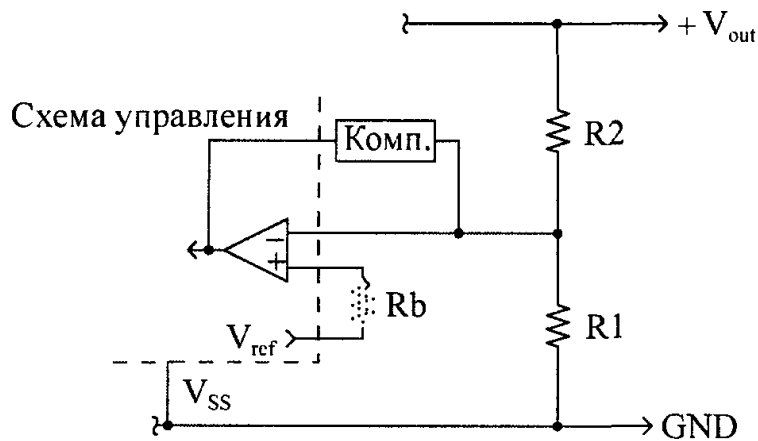


Рис. 3.43. Схема неизолированной обратной связи по напряжению

Для того чтобы начать процесс, следует решить, сколько считываемого тока должно быть получено через резистивный делитель выходного напряжения. Для получения разумных значений компенсации для усилителя ошибки в верхнем плече резистивного делителя следует использовать значения сопротивления в диапазоне 1,5–15 кОм. В качестве тока считывания резистивного делителя будем использовать ток силы 1 мА. В результате резистор в нижнем плече делителя (R_1):

$$R_1 = 2,5 \text{ В} / 0,001 \text{ А} = 2,5 \text{ кОм}$$

Точность выходного напряжения напрямую зависит от допустимого отклонения номиналов резисторов, использованных в делителе напряжения, и точности опорного напряжения. Для определения результирующей точности все допустимые отклонения складываются. То есть, если внутри делителя используются два резистора с допустимым отклонением 1%, а допустимое отклонение опорного напряжения составляет 2%, то в конечном выходном напряжении следует ожидать допустимого отклонения 4%. Некоторая дополнительная ошибка вводится входным напряжением смещения усилителя. Вклад этой ошибки равен значению напряжения смещения, деленного на коэффициент деления резисторного делителя. Так, если максимальное напряжение смещения усилителя в этом примере составляет 10 мВ, то можно ожидать отклонение выходного напряжения в 20 мВ (в зависимости от температуры это значение может дрейфовать).

В продолжение рассматриваемого примера проекта используем ближайшее значение сопротивления резистора с допустимым отклонением 1% — 2,49 кОм. Это дает следующий фактически считываемый ток:

$$I_S = 2,5 \text{ В} / 2,49 \text{ кОм} = 1,004 \text{ мА}$$

Верхний резистор (R_2) в резисторном делителе будет иметь сопротивление

$$R_2 = (5,0 \text{ В} - 2,5 \text{ В}) / 1,004 \text{ мА} = 2,49 \text{ кОм}$$

На этом расчет завершен. Позже необходимо выполнить компенсацию вокруг усилителя, чтобы установить усиление постоянного тока и характеристики полосы пропускания.

Если у источника питания присутствует несколько выходов, то следует побеспокоиться об их перекрестной стабилизации. Обычно только один или несколько выходов могут опрашиваться усилителем напряжения рассогласования. В этом случае неопраниваемые выходы могут стабилизироваться только внутренними способностями к перекрестной стабилизации трансформатора и/или выходных фильтров. Это может привести к проблемам, поскольку изменение нагрузки на опрашиваемых выходах приводит к значительному изменению состояния неопраниваемых выходов. И наоборот, если нагрузка на неопраниваемых выходах изменяется, это неадекватно воспринимается через связь в трансформаторе с опрашиваемыми выходами, чтобы получить хорошую стабилизацию.

Для того чтобы существенно улучшить перекрестную стабилизацию выходов, можно считывать более одного выходного напряжения. Это называется *опросом нескольких выходов* (multiple output sensing). Обычно непрактично опрашивать все выходы, да в этом и нет необходимости. Примером улучшенной перекрестной стабилизации может служить типичный обратный преобразователь с выходами +5 В, +12 В и -12 В. Когда нагрузка на выходе +5 В изменяется от половины номинальной до полной, напряжение на выходе +12 В стремится к значению +13,5 В, а на выходе -12 В — к значению -14,5 В.

Это указывает на плохие внутренние способности трансформатора к перекрестной стабилизации, которые можно немного улучшить с помощью методик филиарной намотки, рассмотренной в разделе 3.5.9. Если выходы +5 В и +12 В опрашиваются, а затем выход +5 В нагружается так, как описано выше, то напряжение на выходе +12 В стремится к значению +12,25 В, а на выходе -12 В — к значению -12,75 В.

Опрос нескольких выходов осуществляется путем использования двух резисторов в верхнем плече резисторного делителя считываемого напряжения. Верхние концы резисторов подключены к выходам с разным напряжением (рис. 3.44).

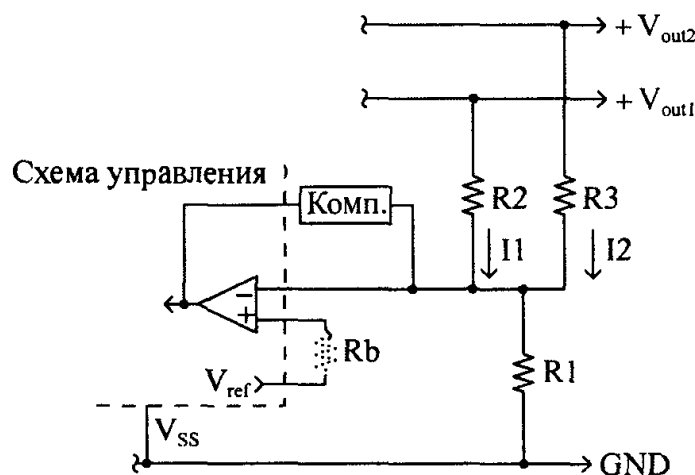


Рис. 3.44. Опрос нескольких выходов

Средняя точка резисторного делителя становится точкой суммирования тока, в которой часть общего считываемого тока получается из каждого из считываемых выходных напряжений. Выход большей мощности, а также обычно выход, который требует более тщательной стабилизации, требуют большей части считываемого тока. Выход с меньшей нагрузкой требует баланса считываемого тока. Процент считываемого тока с каждого выхода указывает на то, насколько хорошо он стабилизирован.

Еще раз вернемся к источнику питания с выходами +5 В, +12 В и -12 В. Поскольку нагрузки выходов +/-12В обычно обеспечивают мощность для операционных усилителей, сравнительно устойчивых к изменениям напряжения на их линиях: V_{cc} и V_{ee} , стабилизация их напряжения может быть хуже. Используем те же данные что и в первом примере этого раздела: $R_1 = 2,49$ кОм, считываемый ток — 1,004 мА.

На первом шаге определим разбиение тока. Чем меньше считываемый ток, полученный с конкретного выхода, тем хуже стабилизация этого выхода. Определим разбиение тока следующим образом: 70% для выхода +5 В и 30% для выхода +12 В. Тогда сопротивление R_2 :

$$R_2 = (5,0 \text{ В} - 2,5 \text{ В}) / (0,7 \cdot 1,004 \text{ мА}) = 3557 \text{ Ом}$$

$$R_2 = 3,57 \text{ кОм (ближайшее значение)}$$

Для резистора R_3 на выходе +12 В:

$$R_3 = (12 \text{ В} - 2,5 \text{ В}) / (0,3 \cdot 1,004 \text{ мА}) = 31,5 \text{ кОм}$$

При опросе нескольких выходов наблюдаются улучшения во всех комбинациях нагрузки.

Последним способом размещения обратной связи по напряжению является *изолированная обратная связь*. Такая связь используется, когда входное напряжение рассматривается как смертельно опасное для оператора оборудования ($> 42,5$ VDC). Существует два приемлемых метода электрической изоляции: *оптическая* (оптрон) и *магнитная* (трансформатор). В этом разделе рассматривается более распространенный метод изоляции, когда для изолирования смертельно опасных частей схемы от части оператора используется оптрон.

Коэффициент усиления по току $C_{\text{ит}}$ ($I_{\text{out}}/I_{\text{in}}$) оптрона дрейфует с изменением температуры, может немного уменьшаться со временем и обычно имеет большое допустимое отклонение от блока к блоку. Величина $C_{\text{ит}}$ — это усиление по току для оптрона, измеряемое в процентах. Для того чтобы компенсировать эти изменения в оптроне и устранить потребность в потенциометре, усилитель ошибки должен быть размещен на вторичной стороне (или входе) оптрона. Усилитель ошибки будет отслеживать отклонения на выходе, обусловленные дрейфом параметров оптрона, и соответствующим образом корректировать силу тока. Схема типичной изолированной цепи обратной связи показана на рис. 3.45.

UC3843P

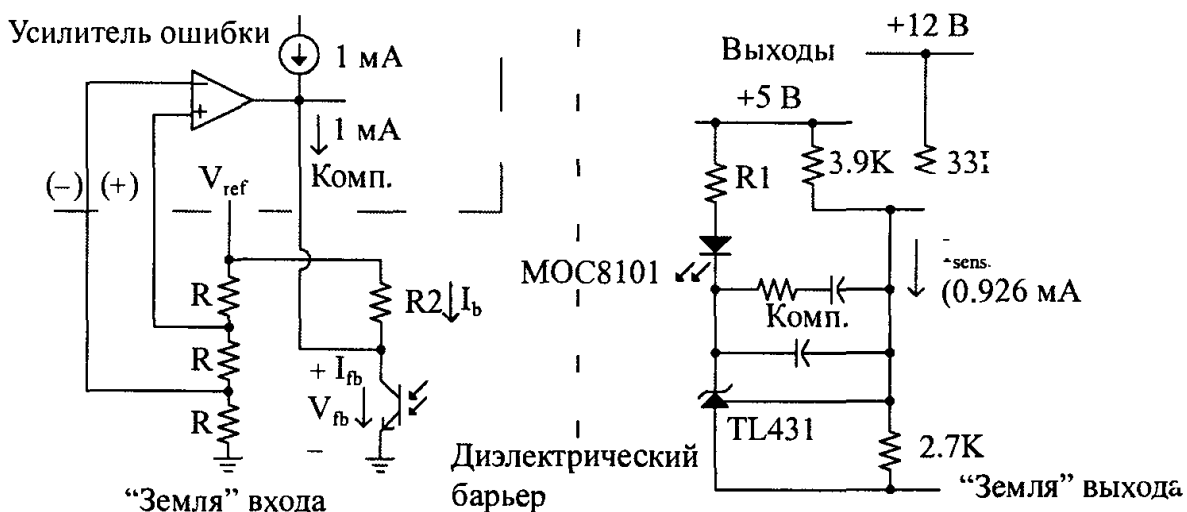


Рис. 3.45. Пример цепи обратной связи по напряжению, изолированной с помощью оптрона

В качестве вторичного усилителя ошибки обычно выбирают TL431, который имеет опорное напряжение с компенсацией температурных воздействий и усилитель внутри корпуса с тремя выводами. Для точного функционирования ему требуется минимум 1,0 мА непрерывного тока, протекающего через его выходной контакт, а выходной сигнал будет затем добавлен к этому току смещения.

В данном примере усилитель ошибки в схеме управления (а именно UC3843AP) отключен в виду такого соединения своих выходов, при котором на выходе будет гарантировано получен высокий уровень сигнала. Конкретные значения сопротивлений R не столь важны — примем, скажем, по 10 кОм каждое. Через компенсационный контакт протекает ток 1 мА от внутреннего источника. На него также подано “высокое” напряжение +4,5 В для получения максимальных параметров выхода.

Цепь, которая устанавливает выходную длительность импульсов на компенсационном контакте, — это цепь суммирования тока. Резистор R_1 гарантирует, что рабочий ток от усилителя TL431, связанного через оптрон, не нагружает внутренний нагрузочный источник тока 1 мА в схеме управления, и что на этом контакте достигается напряжение +4,5 В, когда требуется выходной импульс полной длительности. Этот наилучший минимальный ток при максимальных параметрах выхода равен:

$$I_{fb(\min)} = I_{cc(\max)} \cdot C_{trr(\max)} = 1,2 \text{ мА} \cdot 130\% = 1,56 \text{ мА}$$

Отсюда, значение R_1 :

$$R_1 = 0,5 \text{ В} / (1,56 \text{ мА} - 1,0 \text{ мА}) = 893 \text{ Ом}.$$

Принимаем $R_1 = 820 \text{ Ом}$ (запас надежности).

Оптрон должен обеспечивать ток большей силы на компенсационный контакт, чтобы получить на нем минимальное выходное напряжение +0,3 В. Для этого ток, передаваемый от оптрона, должен быть равен:

$$I_{fb} = (4,5 \text{ В} - 0,3 \text{ В}) / 820 \text{ Ом} = 5,12 \text{ мА}$$

Сопротивление резистора R_2 теперь можно определить путем сложения максимальных падений напряжения светодиода оптрона и напряжения на выводах усилителя TL431:

$$R_2 = [5 \text{ В} - (1,4 \text{ В} + 2,5 \text{ В})] / 5,12 \text{ мА} = 214 \text{ Ом},$$

Принимаем $R_2 = 200 \text{ Ом}$ (запас надежности).

Резисторы, используемые для опроса выходного напряжения, — те же, что и в предыдущем примере применения перекрестного считывания. Для завершения этого раздела остается только выполнить компенсацию усилителя ошибки (см. Приложение Б). В данном случае должен предупредить проектировщика: допустимые отклонения параметров и температурный дрейф играют очень важную роль в проектировании изолированной обратной связи, и должны быть учтены в расчетах. Характеристики оптронов (например, C_{trr}) могут варьировать в диапазоне до 300%, что может потребовать добавить в схему потенциометр. Некоторые оптроны сортируются их производителями по более узкому диапазону значений C_{trr} , но это бывает редко. Опорное напряжение также должно варьироваться с учетом компенсации температурных воздействий, как это обеспечивается в усилителе TL431.

Задача обеспечения точности выходного сигнала от блока к блоку обычно требует, чтобы отклонение опорного напряжения было сокращено до 2% или менее, а резисторы внутри резисторного делителя напряжения — до 1%. В таком случае точность выходных сигналов получается в виде суммы этих допустимых отклонений и любых погрешностей внутри обмотки трансформатора.

Может существовать множество различных вариантов цепи обратной связи по напряжению, здесь же были продемонстрированы лишь наиболее простые и распространенные подходы.

3.10. Проектирование схемы запуска и смещения

Схема запуска и смещения обеспечивает рабочее напряжение для секций схемы управления и драйвера ключа. Поскольку вся извлеченная и выданная этой схемой мощность рассматривается как потеря, важно обеспечить как можно более высокий общий КПД ее функционирования.

Схема запуска приобретает особую важность с повышением уровней входных напряжений. Для входных напряжений, превышающих 20 VDC, когда схема управления и ключ не могут для своего питания напрямую использовать входное напряжение, следует использовать схему запуска/смещения. Ее функция, в основном, сводится к функции параллельного или последовательного линейного стабилизатора в порядке обеспечения относительно стабильного напряжения для цепей контроллера и драйвера ключа.

Для запуска источника питания из полностью обесточенного состояния (например, когда входное питание подается на источник впервые) ток должен извлекаться от входной линии электроснабжения. Номинальное значение напряжения схемы запуска должно быть больше, чем наибольшее предполагаемое входное напряжение, включая любые всплески, которые могут быть пропущены секцией входного фильтра электромагнитных помех источника питания. Чтобы добиться требуемой функциональности этой схемы, следует немного поразмыслить. Существует несколько общих функций, которые может выполнять схема запуска, и эти функции должны удовлетворять рабочим требованиям всей системы.

1. Полная функциональность схемы управления/ключа в моменты короткого замыкания на выходе источника питания с немедленным возвратом к работе после устранения короткого замыкания.
2. Источник питания входит в “икающий” режим перезапуска в моменты коротких замыканий и перезапускается после их устранения.
3. Вход в полностью отключенное состояние и, как следствие, отключение системы на время короткого замыкания. Входное питание должно быть отключено, а затем опять подано в порядке перезапуска источника питания.

Два первых режима работы — наиболее распространенные подходы к функциональности схемы запуска и рекомендуются в тех случаях, когда в системе есть съемные секции (например, телефонные системы или каркасные системы для съемных плат), или же когда ожидается регулярное обслуживание, и технический персонал может случайно создать короткое замыкание в нагрузке. Метод отключения подходит для важных измерительных приборов, где неправильная работа может причинить вред этому прибору или его оператору.

В изделиях, где небольшие добавочные потери не важны, типичным подходом является использование простого параллельного стабилизатора на стабилитроне (рис. 3.46). Здесь ток запуска постоянно извлекается из входной линии электроснабжения даже во время установившегося режима работы. Если ток запуска ниже, чем ток, требуемый для работы схемы управления и драйвера (примерно 0,5 мА), то источник питания входит в “икотный” режим восстановления. Если сила тока запуска достаточна для питания схемы (от ≈ 10 до 15 мА), то на протяжении периодов

короткого замыкания источник питания остается в состоянии ограничения перегрузки по току, а после их устранения сразу же восстанавливается. Различие заключается в количестве потерянной мощности внутри схемы запуска в процессе работы. Значение гистерезисного напряжения в любой цепи подавления низкого напряжения (low voltage inhibit, LVI) внутри схемы управления влияет на “икотный” перезапуск источника. Блокировочный конденсатор емкостью 10 мкФ или более в схеме питания микросхемы необходим для хранения энергии, достаточной для запуска источника до падения напряжения и переустановки схемы LVI. В общем случае, чем выше гистерезисное напряжение, тем вероятнее запуск источника с первой попытки.

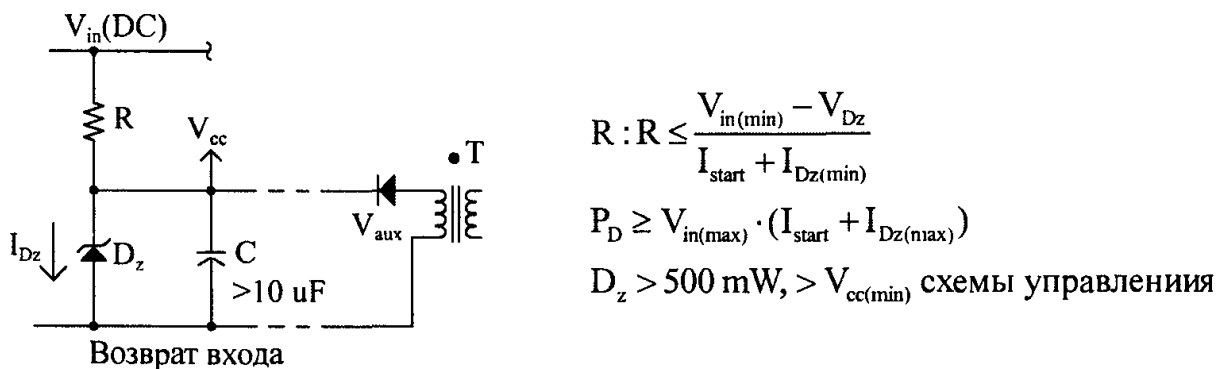


Рис. 3.46. Стабилизатор питания схемы управления на стабилитроне

Для автономных импульсных источников питания, в которых непрерывный ток, извлекаемый из входной линии, представляет существенные потери, ток запуска на время установившегося режима работы рекомендуется отключать. После полной стабилизации источника питания в установившемся режиме схемы управления и драйвера могут получать питание полностью от вспомогательной обмотки трансформатора. Здесь коэффициент преобразования составляет около 75% в сравнении с 5–10%. Схема для реализации описанного метода представлена на рис. 3.47.

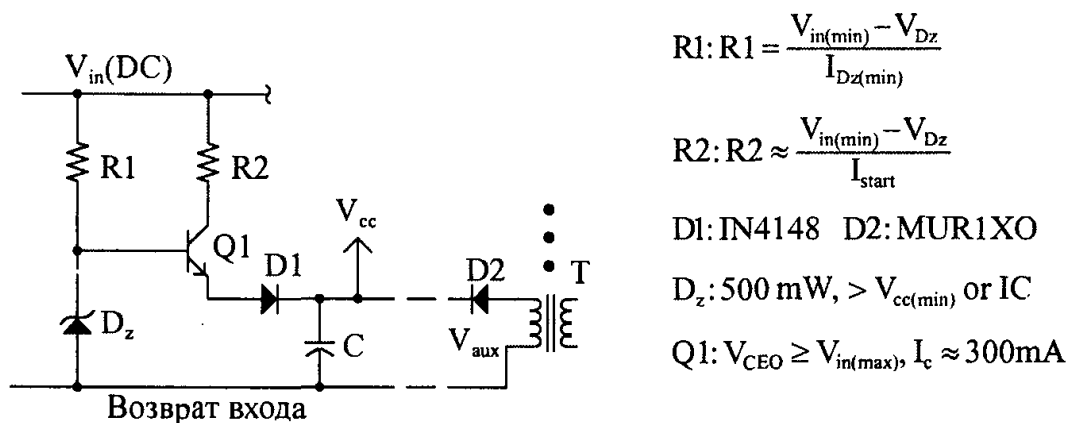


Рис. 3.47. Схема запуска линейного стабилизатора высокого напряжения (используется только во время запуска и ограничения по току)

Показанная схема является высоковольтным линейным стабилизатором с ограничением по току, и отключение его тока запуска в продолжение установившегося режима работы осуществляется обратным смещением диода на эмиттере и перехода база-эмиттер. Небольшой сигнальный транзистор должен иметь напряжение V_{CEO(SUS)} больше, чем максимальное входное напряжение. Почти все потери обеспечивает резистор коллектора. Лишь небольшой ток смещения продолжает протекать на базу транзистора и стабилитрон.

И снова разработчику следует решить, должен ли источник работать в “икотном” режиме перезапуска или же иметь секцию управления и драйвера, продолжающую работать в период состояния короткого замыкания. Соответствующая функциональность обеспечивается выбором сопротивления коллекторного резистора для тока 0,5 или 15 мА.

Один из вариантов рассмотренного метода называется *схемой выключения при перегрузке по току* (рис. 3.48).

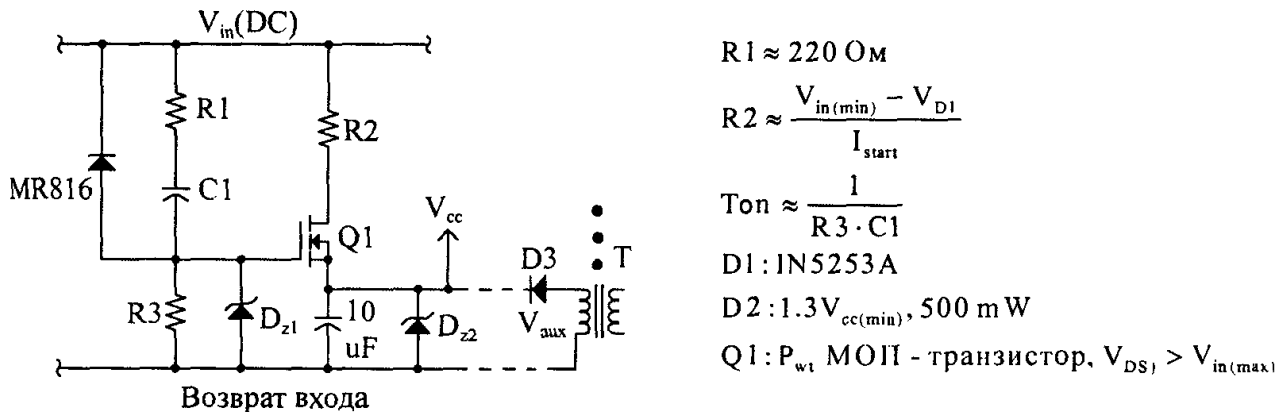


Рис. 3.48. Схема отключения при перегрузке по току

Здесь схема запуска является дискретной высоковольтной одноходовой цепью, которая активна только на протяжении запуска, но затем полностью отключается. Если возникает состояние ограничения перегрузки по току, то схема управления и драйвер больше не имеют источника напряжения, от которого они получали бы ток. Этим отключается весь источник питания до тех пор, пока входное опять не будет подано.

Во многих случаях описанные выше проекты функционируют нормально, однако существует множество других вариантов реализации с использованием тех же принципов работы. Если вы задумали другой подход к проектированию, то имейте в виду следующее: период запуска импульсного источника питания — наиболее травматичный период в его жизни, поскольку на протяжении этого периода случается больше сбоев, чем в другие периоды работы источника. Последовательность различных источников смещения для источника питания крайне важна. Драйверы ключа всегда должны быть полностью запитаны, прежде чем схема управления начнет процесс переключения — в противном случае, ключи не будут работать в режиме насыщения и, следовательно, выйдут из строя из-за чрезмерного рассеяния мощности.

Еще один важный фактор — номинальное напряжение пробоя резисторов. Для резисторов на 0,25 Вт номинальное напряжение пробоя составляет 250 VDC, а для резисторов на 0,5 Вт — 350 VDC. Для того чтобы обезопасить проект, на всех ветвях, соединенных в автономных преобразователях с входной линией, следует использовать два последовательно включенных резистора.

3.11. Схемы защиты выходов

Защитные схемы для выходов источника питания должны разрабатываться тщательно для завершенности функциональности конечного изделия. И хотя эти схемы используются только в случае неожиданного сбоя системы, лишняя перестраховка от повреждения источника питания или нанесения ущерба здоровью пользователя не помешает. При этом необходимо учитывать природу нагрузок, их

режимы, наиболее подверженные сбоям, и причины таких сбоев, а также пределы, выход за которые может привести к повреждениям.

Защита нагрузки и защита источника питания от сбоев в нагрузке — это очень важный момент в любом проекте импульсного источника питания. Важно знать, что сбои чаще всего случаются внутри источника питания и нагрузки. Исследовательская работа, которую часто требуется выполнять в военных проектах, называется *анализом режимов отказа и их последствий* (failure modes and effects analysis, FMEA), когда гипотетически предполагается, что каждый компонент отказывает в результате размыкания контура, а затем — в результате короткого замыкания. При наличии таких отказов возникает вопрос: как каждый из них влияет на другие секции цепи? Такое предвидение сбоев помогает сделать проектируемый источник питания более надежным. Разработчик несет ответственность за обеспечение защиты цепи нагрузки от аномалий, возникающих на входной линии, и сбоев внутри источника питания и цепи нагрузки. Часто защитные схемы могут быть каскадными для обеспечения избыточной защиты в случае отказа самой схемы защиты. Такую страховочную функцию обычно обеспечивает плавкий предохранитель или автоматический выключатель.

Когда рассматривается метод защиты, используемый внутри источника питания и какой-либо другой системы на силовой шине, важно учитывать функции конечного изделия и его пользователя. Должна быть тщательно исследована философия возможного ремонта изделия. Если изделие будет регулярно подвергаться внутреннему техническому обслуживанию, то вполне достаточно комбинации автоматического выключателя, схемы начальной загрузки, выполняющей автоматический рестарт, и простой схемы ограничения перегрузки по току. Если же функция изделия не критична и им вполне можно управлять и извне, то может хватить и комбинации из плавкого предохранителя, схемы запуска с выключением при перегрузке по току и схемы ограничения перегрузки по току. Некоторые методы защиты могут потребовать, чтобы оборудование перед повторным его пуском в эксплуатацию было прежде принесено в ремонтную мастерскую для проверки. Подходы организации защиты можно разбить на три категории.

1. Ремонт после сбоя (плавкие предохранители и т.п.).
2. Восстановление после сбоя (автоматические выключатели, схема ограничения перегрузки по току, схемы подавления перенапряжения и т.п.).
3. Отключение после сбоя, но восстановление после устранения причины сбоя (схема запуска с выключением при перегрузке по току и т.п.).

Выбор наиболее подходящей комбинации защитных схем может обусловить большое различие в восприятии изделия потребителем и, следовательно, в его репутации у потребителей и в объемах продаж.

Существует три основных типа защиты от перегрузки по току (рис. 3.49). Управление в токовом режиме или любой контроллер пикового тока на первичной стороне позволяют ограничивать постоянную выходную мощность при “плавном” коротком замыкании, но, в конечном счете, отсекают напряжение и ток при резких коротких замыканиях. Когда перегрузка по току приводит к постоянному уменьшению сопротивления источника питания, выходное напряжение понижается, но выходной ток может продолжать возрастать. Это может вызвать выжигание дорожек и компонентов печатной платы. Снижение выходного напряжения может быть полезно в сочетании со схемой запуска с выключением при сбое. Ограничение постоянного тока (рис. 3.50) происходит, когда напряжение на резисторе считывания тока

усиливается и сравнивается с опорным напряжением. Когда пройдена точка “отключения”, выходной ток удерживается постоянным при любом увеличении нагрузки. Для этого типа защиты от перегрузки по току должен опрашиваться выходной ток. Ограничение перегрузки по току используется только тогда, когда в качестве опорного напряжения для точки “отключения” на изломе кривой перегрузки по току используется маленькая величина выходного напряжения.



Рис. 3.49. Типы защиты от перегрузки по току

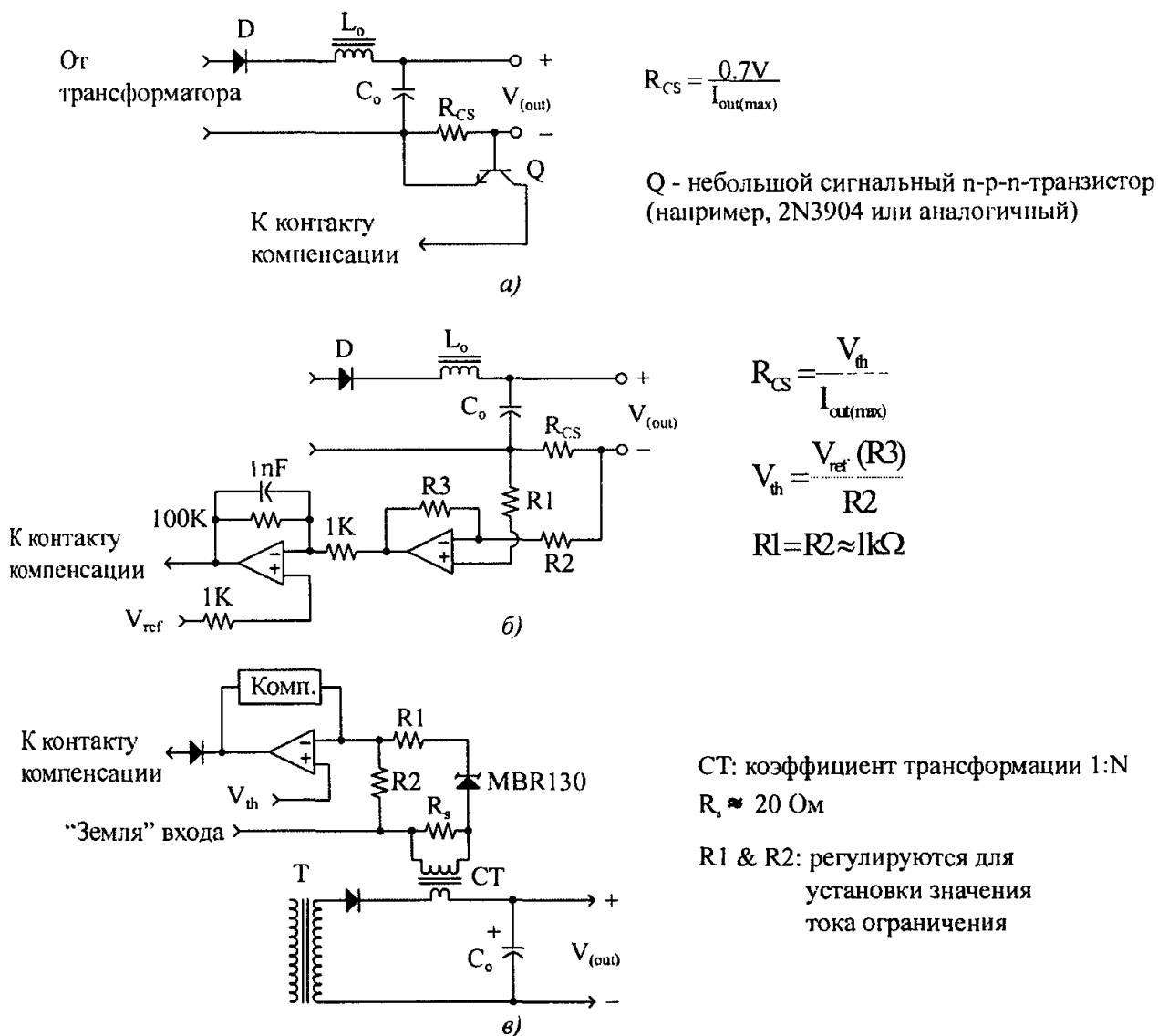


Рис. 3.50. Методы ограничения постоянного тока: а — дискретное ограничение перегрузки по току; б — точная защита от перегрузки по току с использованием резистора считывания тока; в — использование трансформатора тока для опроса переменного тока

Когда ток через резистор считывания тока достаточно велик для превышения точки “отключения”, напряжение ограничивается, тем самым ограничивая выходной ток пропорционально выходному напряжению. Это защищает цепь нагрузки от загорания (рис. 3.51).

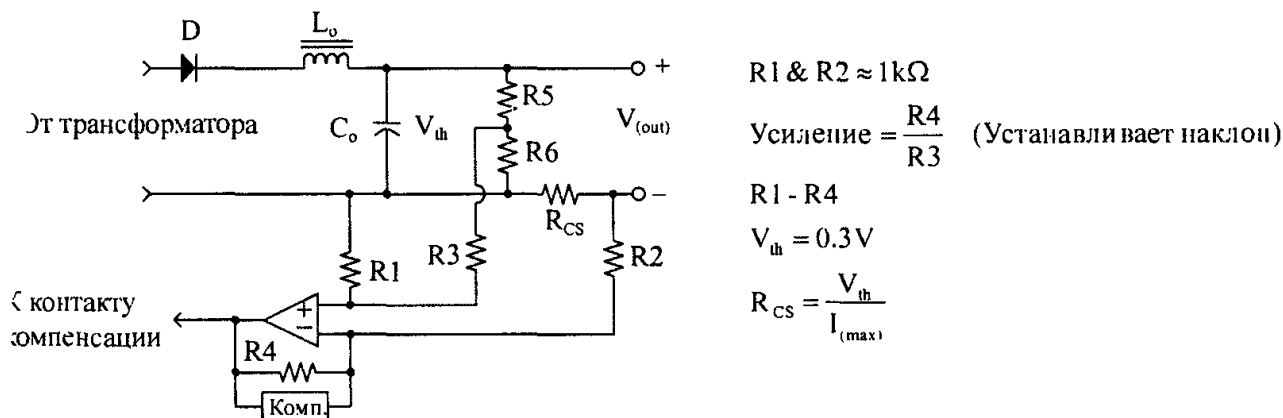


Рис. 3.51. Ограничение перегрузки по току

Защита от перенапряжения на выходных линиях может принимать две формы: методы решения “в лоб” и подходы, основанные на подавлении перенапряжения. Методы решения “в лоб” (brute force approaches) — это фиксаторы перенапряжения и перемычки на землю (рис. 3.52).

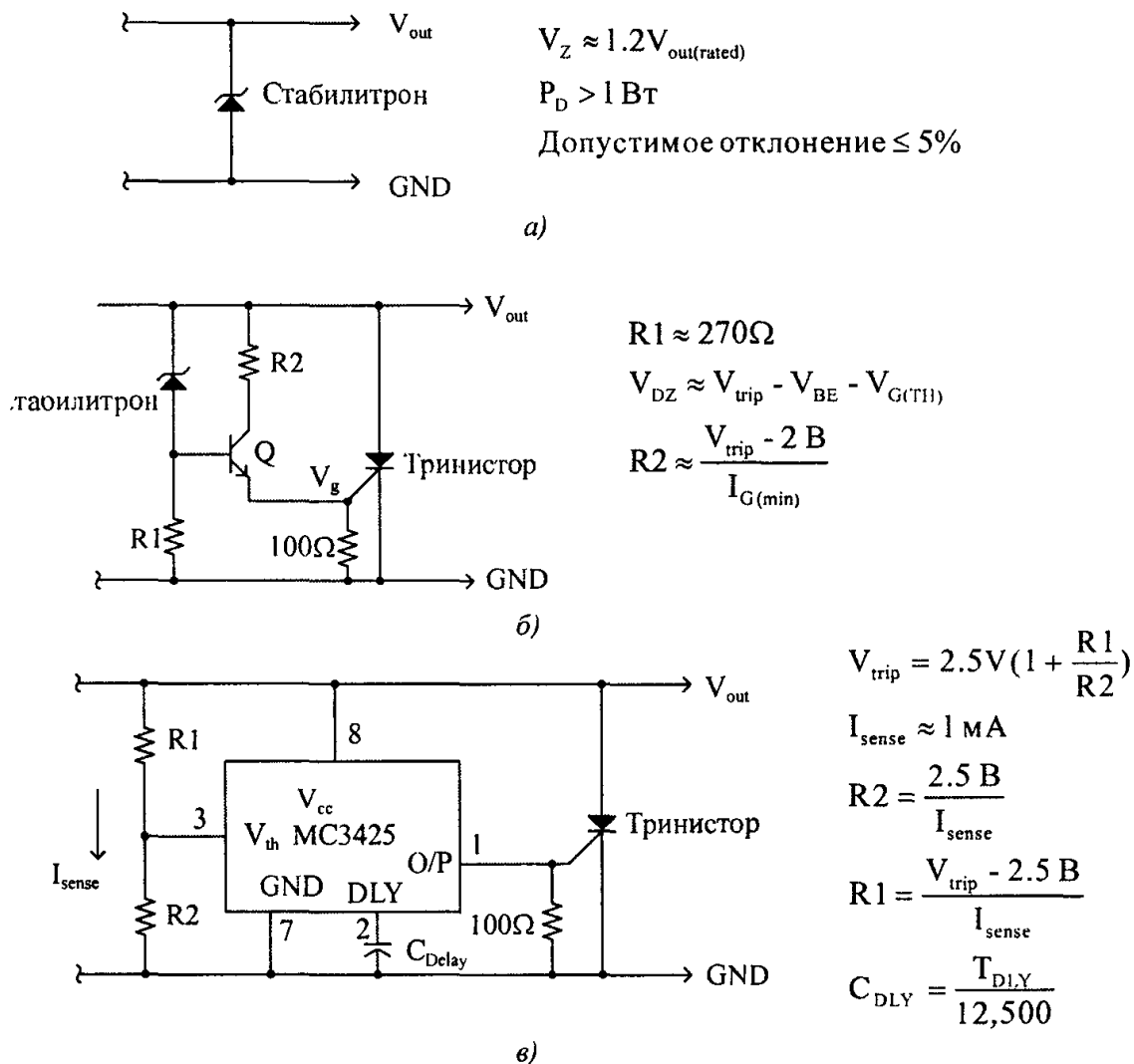
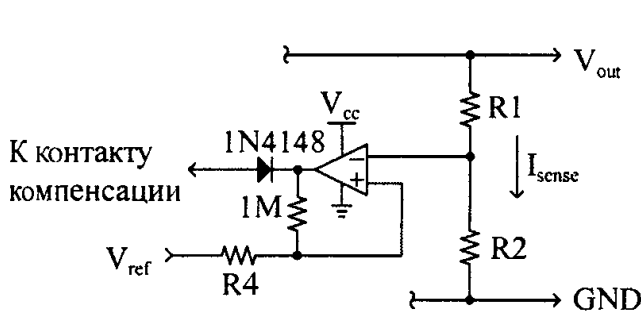


Рис. 3.52. Схемы защиты от перенапряжения: а — фиксатор на стабилитроне; б — перемычка на землю; в — прецизионная перемычка на землю

Эти подходы предполагают, что источник питания дал сбой и не может ограничивать ток в нагрузке. Наиболее проблематичной является понижающая топология, в которой замкнутые последовательные проходные элементы напрямую соединяют вход с выходом. Понижающий преобразователь определенно должен иметь цепь перемычки на землю (если сила выходного тока I_{out} больше 1 А) или фиксатор перенапряжения на стабилитроне (если сила выходного тока I_{out} меньше 1 А). Для всех других топологий (особенно для топологий с изолирующим трансформатором) это невозможно и, следовательно, перемычка на землю оказывается лишь помехой. Стабилитроны перенапряжения на выходах могут служить в качестве подстраховки на случай отказа контура обратной связи по напряжению или плохого перекрестной стабилизации выходов. Для этих форм защиты от перенапряжения требуется входной плавкий предохранитель или автоматический выключатель.

Методы подавления перенапряжения предполагают, что источник питания все еще работает, а обратная связь по напряжению становится разомкнутой цепью, или же что один из выходов становится легконагруженным, и напряжение на нем возрастает выше заданного максимума. В этих методах используется отдельный компаратор или транзистор и резисторные делители, соединенные с каждым выходом. Таким образом компаратор или транзистор замещают усилитель ошибки (рис. 3.53).



Операционный усилитель: MC33172

а)

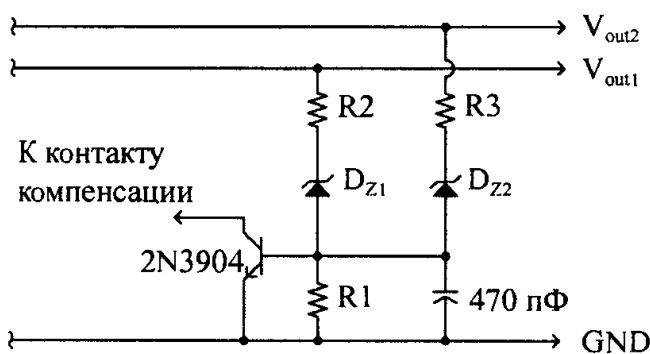
$$V_{trip} + V_{ref} \left(1 + \frac{R1}{R2}\right)$$

$$I_{sense} + 1 \text{ mA}$$

$$R2 + \frac{V_{ref}}{I_{sense}}$$

$$R1 + \frac{V_{trip} - V_{ref}}{I_{sense}}$$

$$R4 \approx \frac{R1(R2)}{R1 + R2}$$



б)

$$D_z : V_z \approx 1.1 V_{outx(rated)} - 0.7 \text{ В}$$

Допустимое отклонение $\leq 5\%$

$$R1 \approx 270 \Omega$$

$$R2 = R3 \approx 100 \Omega$$

Рис. 3.53. Методы замещения контура обратной связи по напряжению в случае его отказа:
а — схема подавления перенапряжения, если размыкается петля напряжения;
б — схема подавления перенапряжения на нескольких выходах

Выбор форм(ы) защиты всегда связан с экономичностью и свободным местом на печатной плате. При выборе методов защиты источника питания проявляйте творческий подход, но при этом тщательно проверяйте принятые решения во всех условиях эксплуатации источника.

3.12. Проектирование секции входного выпрямителя/фильтра

Роль схемы входного выпрямителя/фильтра в импульсном источнике питания часто недооценивают. Типичная цепь входного выпрямителя/фильтра состоит из трех-пяти основных подсекций:

- фильтра электромагнитных помех;
- возможно, ограничителя сверхтока при запуске;
- подавителя всплесков напряжения;
- каскада выпрямления (для автономных приложений);
- конденсатора входного фильтра.

Многие новые автономные источники питания постоянного тока требуют также наличия механизма коррекции коэффициента мощности (power factor correction, PFC). Для таких приложений разработайте входной каскад, описанный в данном разделе, а затем обращайтесь к Приложению В. Типичные схемы входного выпрямителя/фильтра для приложений постоянного и переменного токов представлены на рис. 3.54.

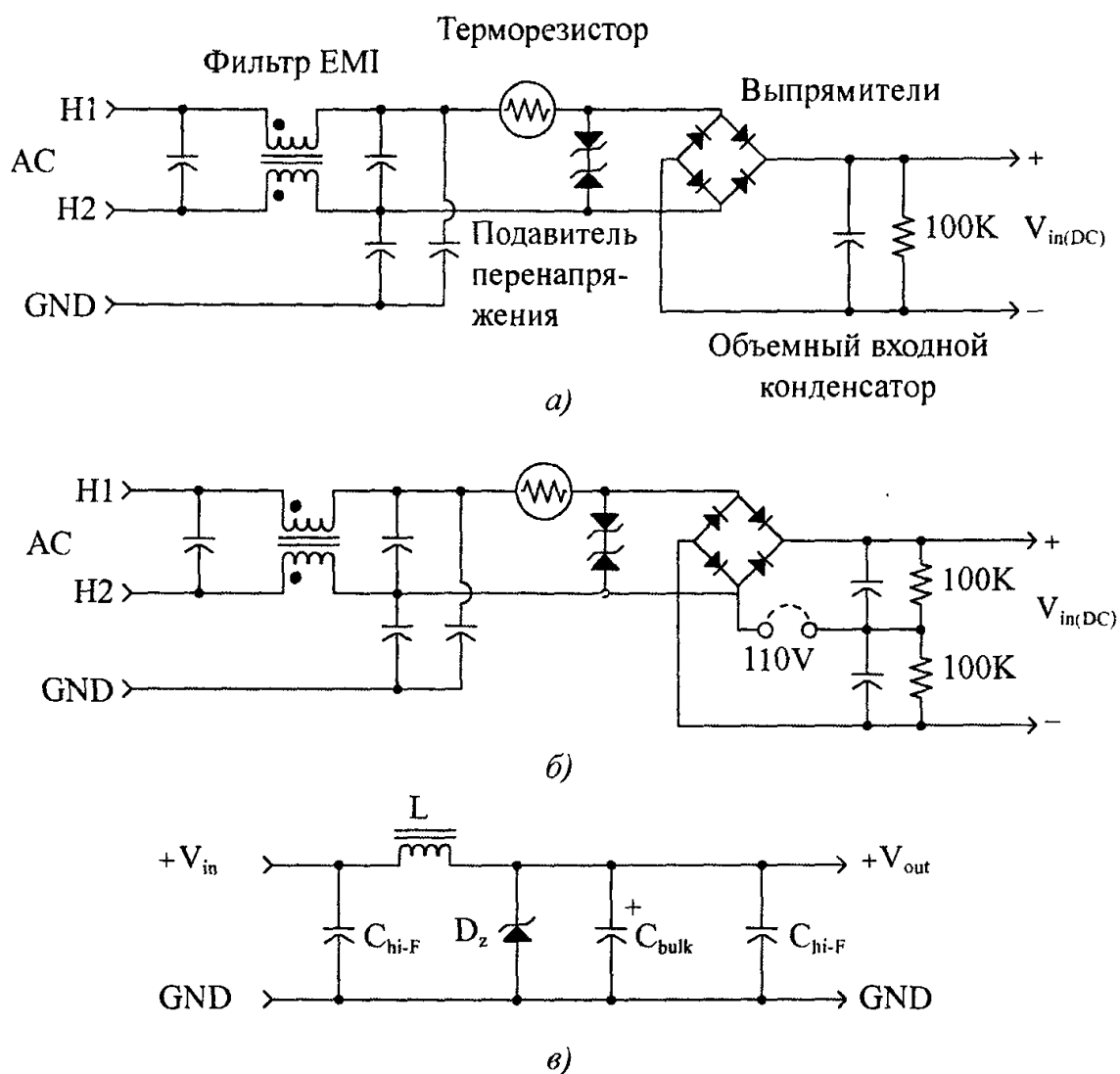


Рис. 3.54. Типичные схемы входного фильтра постоянного и переменного тока: а — входной фильтр переменного тока источника питания с универсальным или одним входом (показан фильтр синфазных электромагнитных помех); б — входная цепь переменного тока с удвоением напряжения для входов 110 В и 220 В; в — входной фильтр одной шины постоянного тока

Для автономных импульсных источников первой задачей является выбор входных выпрямителей. Это — стандартные диоды с накоплением заряда, такие как выпрямители серии 1N400X. Основные параметры, которые следует учитывать, — это средний прямой ток I_O , сверхток I_{FSM} , запирающее постоянное напряжение V_R и ожидаемое рассеяние мощности P_D . Сверхток возникает при включении питания и может в 10 раз превышать среднеквадратичное действующее значение (root-mean-square, RMS) входного тока. Этот ток обусловлен полной разрядкой конденсатора входного фильтра, принимающего классический импульс тока при постепенном изменении напряжения на его выводах. Для защиты выпрямителей переменного тока обычно сразу же после фильтра электромагнитных помех включают терморезистор. Сопротивления терморезистора в “холодном” состоянии обычно составляет 6–12 Ом. После запуска терморезистор нагревается, и его сопротивление принимает “горячее” значение, равное примерно 0,5–1,0 Ом.

Средний ток, протекающий через входные выпрямители, рассматривается с точки зрения температуры. Фактическая форма волны тока, протекающего через выпрямитель переменного тока без коррекции коэффициента мощности, показана на рис. В.1 (Приложении В). Сила максимального тока может оказаться в пять раз больше силы среднего постоянного тока, протекающего через диод. Это приводит к значительному нагреванию выпрямителя. Для компенсации этого явления выбирается диод, рассчитанный на больший ток, чтобы минимизировать падение прямого напряжения при максимальном токе и избавить кристалл от нагревания. В итоге, минимальные оценки для диода должны быть следующими:

$$V_R \geq 1,414 \cdot V_{in(p-p, \max)} \quad (3.49)$$

$$I_F \geq 1,5 \cdot I_{in(DC, \max)} \quad (3.50)$$

$$I_{FSM} \geq 5 \cdot I_F \quad (3.51)$$

Типичные диоды для данного приложения:

- ток < 1 А — 1N400X;
- ток < 1,5 А — 1N539X;
- ток < 3А — 1N540X;
- ток < 6А — MR75X.

Далее рассчитывается емкость конденсатора входного фильтра. Разработчику следует решить, какое напряжение пульсации на входной линии прямого тока может выдержать источник. Чем меньше требуется уровень напряжения пульсации, тем большей емкости должен быть конденсатор и тем выше будет сверхток в момент включения питания. При выборе конденсатора для реализации данной функции следует учитывать три аспекта: емкость для получения желаемого уровня напряжения пульсации, номинал напряжения и номинал пульсирующего тока.

Обычно для напряжения пульсации стремятся получить 5–8% максимального выпрямленного входного переменного напряжения для автономных преобразователей переменного тока и 0,1–0,5 В двойной амплитуды в преобразователях типа DC-DC. Емкость входного объемного конденсатора можно получить по формуле (3.52):

$$C_{in} = \frac{0,3P_{in(av)}}{f_{in}(V_{in(min)})(V_{ripple(p-p)})^2}, \quad (3.52)$$

где: f_{in} — минимальная номинальная частоты линии переменного тока для автономных источников; $V_{in(min)}$ — минимальная величина максимального выпрямленного

напряжения линии переменного тока; $V_{\text{ripple(p-p)}}$ — спад двойной амплитуды в напряжении, которое должно быть на входном конденсаторе.

Номиналы напряжений на конденсаторе должны быть следующими:

$$\text{для автономных преобразователей} — V_w > 1,8 V_{\text{in(RMS)}} \quad (3.53)$$

$$\text{для преобразователей типа DC-DC} — V_w > 1,5 V_{\text{in(max)}} \quad (3.54)$$

В автономных преобразователях переменного тока в качестве конденсатора входного фильтра используются оксидно-электролитические алюминиевые конденсаторы. Доказано, что они более долговечны, чем другие типы конденсаторов, в опасной среде на входной линии переменного тока. Окончательный выбор конденсатора зависит, в основном, от ожидаемого интервала рабочих температур, уровня качества и размеров корпуса источника питания.

Входные конденсаторы в преобразователях типа DC-DC играют значительно более важную роль. Такие преобразователи обычно извлекают пульсирующие токи большей силы с частотой переключения источника. Эти токи вызывают внутреннее нагревание конденсаторов входного фильтра и сокращают их эксплуатационную долговечность, если они выбраны неправильно. Конденсатор входного фильтра должен иметь низкое значение эквивалентного последовательного сопротивления и высокий номинал пульсирующего тока. Волна тока, которая появляется на ключе внутри источника питания, полностью втекает в конденсатор входного фильтра и вытекает из него. Из-за наличия последовательных сопротивлений в монтажной схеме входная линия не может обеспечить высокую частоту импульсов тока, требуемую для ключей внутри источника питания. Входной конденсатор играет очень важную роль в получении заряда из входной линии на низкой частоте и обеспечении этого заряда для ключа на высокой частоте. Таким образом, ток, поступающий на ключ, полностью протекает через конденсатор входного фильтра.

Проектировщик должен преобразовать форму волны, полученную на ключе, в наилучшее значение RMS. Преобразование треугольной или трапециевидной формы волны в RMS зависит от максимальной амплитуды этой формы и рабочего цикла. Оценить величину RMS можно путем разбиения формы волны на более простые формы с известным значением RMS. Например, трапецеидальную форму волны можно разбить на прямоугольные волны с наибольшим значением RMS, равным 50% максимального значения (50% рабочий цикл) и волны треугольной формы с наибольшим значением RMS около 33% максимальной величины. Эти индивидуальные оценочные значения RMS затем складываются, чтобы оценить наилучший случай общей величины RMS.

Обычно одного конденсатора для обработки всего пульсирующего тока источника питания недостаточно, и потому следует рассмотреть возможность параллельного включения двух или более (n) конденсаторов емкостью в n раз меньше вычисленной емкости. Это будет отсекал пульсирующий ток в каждом из параллельно соединенных конденсаторов. В результате каждый конденсатор может работать ниже номинала своего максимального пульсирующего тока. Очень важно, чтобы на печатной плате трассировка соединений для каждого конденсатора была симметричной, так чтобы они действительно распределяли между собой поступающий на них ток. Параллельно с входным конденсатором должен быть также включен керамический конденсатор емкостью порядка 0,1 мкФ для обработки высокочастотных компонентов пульсирующего тока.

Переходим к фильтру электромагнитных помех. Проектирование индуктора фильтра постоянного тока с одной линией рассматривается в разделе 3.5.7. Этот ин-

дуктор имеет относительно высокую силу протекающего через него постоянного тока и призван отделить от входной шины питания высокочастотный шум переключения.

В автономных приложениях переменного тока обычно используется синфазный дроссель, процедура проектирования которого описана в Приложении Д. Такие фильтры напоминают “П-образные” фильтры, но, фактически, являются двунаправленными LC-фильтрами. Важной их функцией является фильтрация шума, создаваемого импульсными источниками питания до того, как он выйдет через входные линии электропитания.

Используемые для этой цели конденсаторы — это высоковольтные пленочные или керамические конденсаторы, демонстрирующие очень хорошие высокочастотные характеристики. Диапазон емкостей таких конденсаторов составляет 0,005–0,1 мкФ.

При выборе рабочего напряжения конденсаторов следует соблюдать осторожность. Автономные преобразователи должны проходить регулятивное тестирование, при котором на них подается дополнительное перегрузочное напряжение. Этот тест называют “испытанием на электрическую прочность диэлектрика по напряжению”, или “испытание высоким напряжением”. Любой конденсатор, подключенный между входными линиями к выводу заземления (зеленый провод), должен быть способен выдержать это тестовое напряжение. Перечислим этим напряжения для различных стандартов: UL — 1700 VRMS (2500 VDC); VDE, IEC и CSA — 2500 VRMS (3750 VDC). Для прохождения регулятивных органов в Европейском Союзе следует использовать специальные конденсаторы, предназначенные только для данного приложения. Эти семейства конденсаторов протестированы и сертифицированы для приложений фильтра электромагнитных помех переменного тока.

Секция ограничителя перенапряжений физически должна размещаться после индуктора фильтра электромагнитных помех, перед автономными выпрямителями переменного тока и конденсатором входного фильтра (входы постоянного тока). Во избежание превышения своих номиналов мгновенной энергии, все ограничители перенапряжений нуждаются в последовательном импедансе индуктора электромагнитных помех. Этот индуктор резко снижает максимальное напряжение переходного процесса и распределяет его во времени, уменьшая тем самым мгновенные воздействия переходных процессов на подавителе помех, вызванных этими процессами. Это улучшает живучесть подавителя.

Следует учитывать, что различные технологии ограничителя перенапряжений имеют разные наборы внутренних характеристик сопротивления. Варистор на основе окиси металла (metal-oxide varistor, MOV), когда он находится в проводящем состоянии, имеет сравнительно высокое сопротивление. Полупроводниковые ограничители напряжения показывают более низкое сопротивление.

Последовательное сопротивление влияет на количество дополнительного напряжения, поступающего на его выводы во время всплеска. Например, на максимуме переходного процесса 180 В варистора MOV может повышаться до 230 В. Это следует учитывать при выборе как входного конденсатора, так и ограничителя перенапряжений. Варисторы MOV, хотя они и недорогие, после подавления нескольких высокоэнергетических импульсных помех деградируют и проявляют более высокий ток утечки. Напряжение “отключения” ограничителя перенапряжения должно быть выше, чем максимальное входное рабочее напряжение, специфицированное для источника. При таком напряжении во время нормального функционирования источника питания ограничитель перестает проводить ток. Например, для линии 110 VRMS обычно используется напряжение “отключения”, равное 180–200 В.

Примечание

Каскад фильтра электромагнитных помех должен быть размещен как можно ближе к входу силового провода в корпус источника питания. Если длина провода перед фильтром слишком велика, внутрь корпуса может быть излучена внешняя кондуктивная электромагнитная помеха. И напротив, любая радиопомеха может быть подхвачена длинным сетевым шнуром внутри корпуса и излучена наружу, где и будет "поймана" ребятами-испытателями, которые тут же подумают, что не зря получают свою зарплату, поскольку нашли еще одно негодное изделие. Методы борьбы с шумом описаны в Приложении Д.

3.13. Дополнительные функции, обычно ассоциируемые с источниками питания

К базовым импульсным источникам питания добавляют дополнительные функции, чтобы их работа лучше соответствовала функциям всего изделия. Рассмотренные здесь функции используются во многих импульсных источниках питания, однако этот список, конечное же, не полный. К таким функциям относятся: синхронизация, сигнализация о недостаточном напряжении, подавление недостаточного входного напряжения и частичное отключение питания.

3.13.1. Синхронизация источника питания с внешним источником

Синхронизация позволяет импульсному источнику питания быть согласованным по фазе с другой цепью во внешнем изделии. Это может понадобиться для схем, содержащих электронно-лучевые трубки (ЭЛТ), аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи и т.п. Для этих схем может создаваться помеха шум, создаваемый импульсным источником питания. Например, в момент включения или выключения ключа и выпрямителей на экране ЭЛТ могут отображаться линии. Шумовые выбросы, возникающие в чувствительных входных сигналах компаратора, могут привести к тому, что сравнение внутри аналогово-цифрового преобразователя будет выполняться в неправильные моменты времени. Для решения этой проблемы может потребоваться зафиксировать тактовый генератор внутри источника для тактирования этих чувствительных цепей, чтобы попытаться переместить любые шумовые выбросы в безвредную точку времени.

Некоторые схемы управления источников питания имеют для этой цели входы синхронизации. Для схем управления, использующих осциллятор, но не имеющих вывода синхронизации, можно использовать схему, показанную на рис. 3.55. Частота в схеме управления должна быть установлена более низкой, чем частота сигнала синхронизации. Сигнал синхронизации вызывает преждевременное прерывание работы осциллятора.

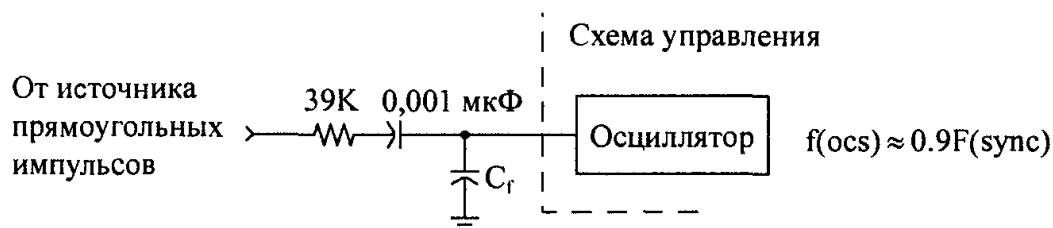


Рис. 3.55. Синхронизация импульсного источника питания (без вывода синхронизации в схеме управления)

3.13.2. Подавление низкого входного напряжения

Часто желательно останавливать работу изделия в периоды *состояний провала напряжения*, когда входное напряжение падает ниже минимальной величины, спе-

нормального функционирования. Подобное состояние может управляемый в режиме напряжения источник питания войдет "в режим защиты", в котором быстро перескакивает на свой максимальный ток, после чего уже не управляет стабилизацией выхода. Это может оказаться вредно для источника, так и для нагрузки после того как входное напряжение вернется на нормальные уровни. Кроме того, при низких входных напряжениях могут протекать максимальные токи, протекающие через ключи, могут происходить повреждения из-за чрезмерного рассеивания. Чтобы этого избежать, используется компаратор напряжения, опрашивающий входную линию

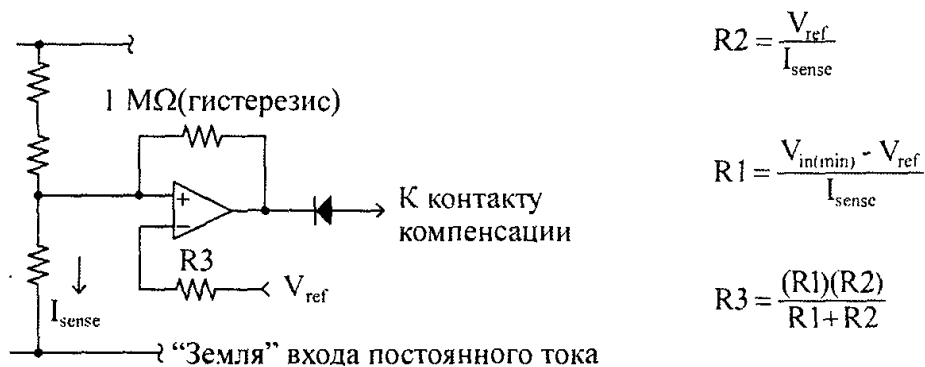


рис. 3.56. Схема защиты от недостаточного входного напряжения

Защита от потери питания

В устройствах, содержащих микропроцессоры, дисководы жестких или флоппи-дискетных дисков или другие устройства, которым может повредить внезапная потеря питания (или навредить пользователю), рекомендуется, чтобы источник питания выдавал какой-либо сигнал о потере питания. Для простой микросистемы может быть достаточно простого датчика низкого напряжения +5 В. Если изделие включает какие-либо электромеханические устройства, которые могут требовать некоторого конечного времени для установления состояния отключения, то может потребоваться больший период. Это подразумевает мониторинг входного напряжения источника питания и установку большего конденсатора входного фильтра с тем, чтобы источник мог дольше поддерживать выход в стабилизированном состоянии. Однако здесь следует быть осторожным, поскольку конденсаторы входного фильтра большой емкости существенно увеличивают силу сверхтока включения, протекающий через все входные выпрямители, что может привести к их повреждению. С помощью этого метода можно получить вплоть до 8–15 мс дополнительного времени для отключения устройств.

Схемы сигнализации о потере питания представлены на рис. 3.57.

3.13.4. Отключение выходного напряжения

Иногда требуется выключить какую-либо секцию изделия, но при этом остальные его части должны продолжать работать. Это — типичный случай для портативных компьютеров, когда необходимо сэкономить энергию, или для приложений бытовых электроприборов, наподобие ЭЛТ-мониторов, телевизоров и стереофонической аппаратуры.

Многие бытовые электроприборы должны самостоятельно переходить в режим ожидания, когда пользователь на время оставляет изделие. Такой режим работы называется "зеленым сертифицированным" режимом (с экологической точки зрения)

Такая сертификация требует, чтобы изделие использовало менее 5 Вт мощности, пока находится в режиме ожидания. Только импульсный источник питания имеет рабочий ток покоя мощностью более 5 Вт, так что для питания только тех частей изделия, которые нуждаются в повторной активации по запросу, может быть использован импульсный источник питания очень низкой мощности с гораздо более низкими токами покоя.

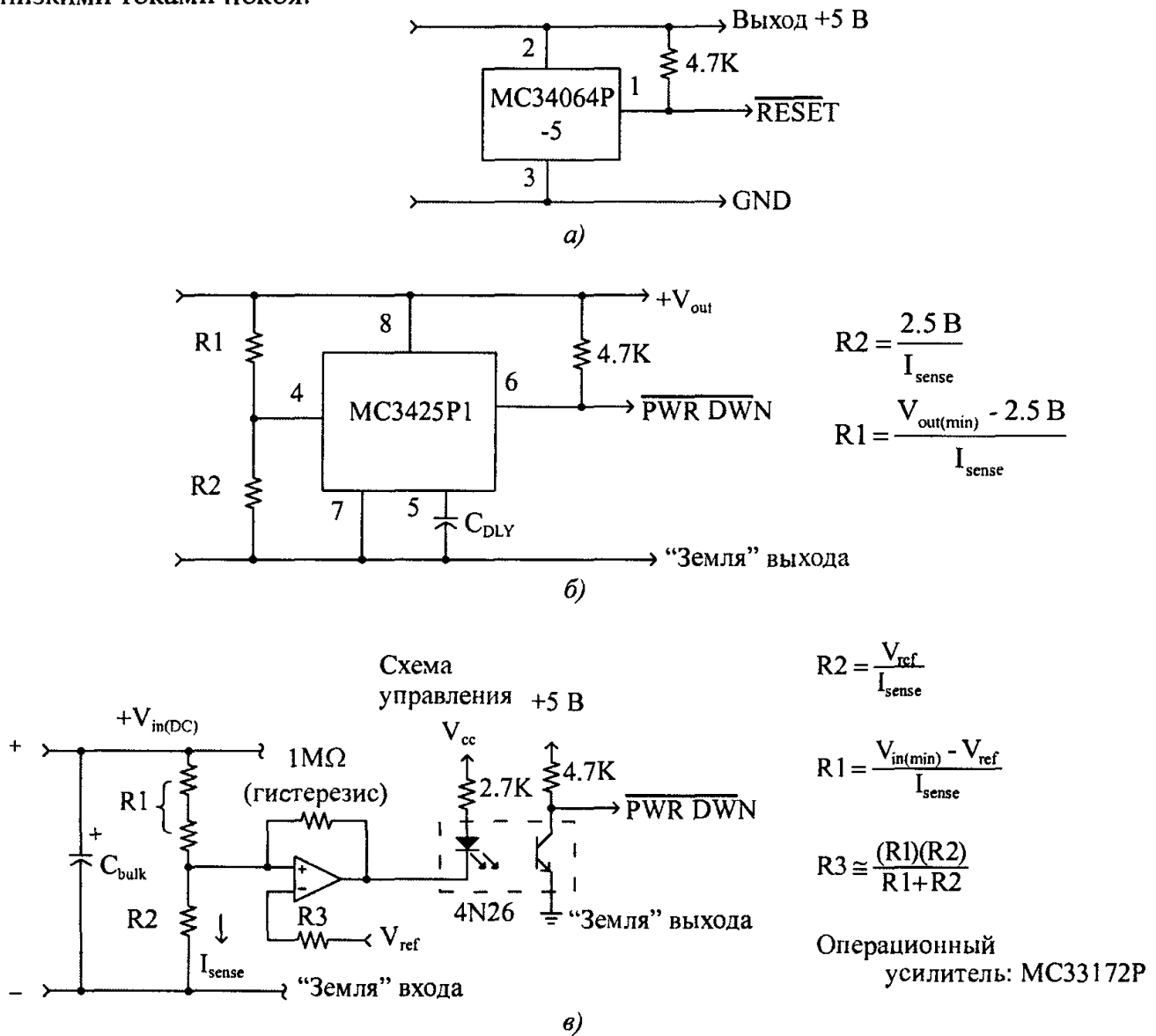


Рис. 3.57. Схемы индикации/сигнализации о потере питания: а — индикатор о падении напряжения ниже уровня 5 В; б — индикатор недостаточного напряжения для любого напряжения; в — сигнал потери питания извлекается из входной линии (наиболее длительный период прогрева)

В случае источника питания переменного тока с коррекцией коэффициента мощности, основной преобразователь может быть выключен, и схема, чтобы оставаться активной, может использовать вспомогательное напряжение на трансформаторе коэффициента мощности. Схема коррекции коэффициента мощности будет запускаться при сильно уменьшенной длительности и/или частоте импульсов.

Представители рынка портативного оборудования обычно нуждаются в отключении любых временно не используемых цепей для увеличения ресурса аккумуляторной батареи. В этом случае можно использовать простым последовательно включенным ключом на полевом МОП-транзисторе. Значение RDS (ключ замкнут) должно быть как можно более низким для минимизации рассеяния мощности внутри ключа. Реализация рассмотренных подходов представлена на рис. 3.58.

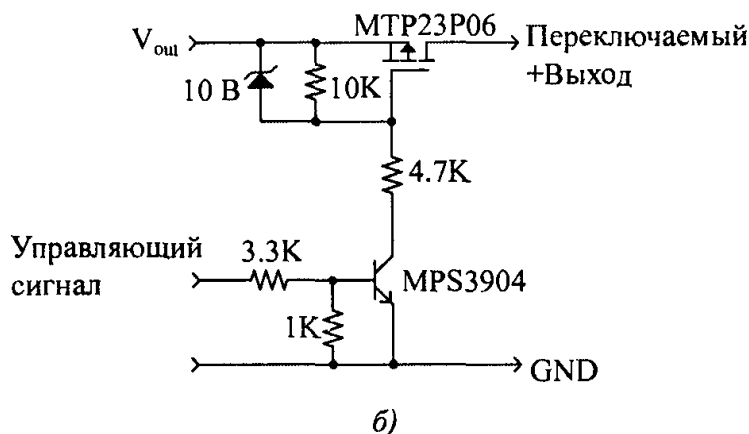
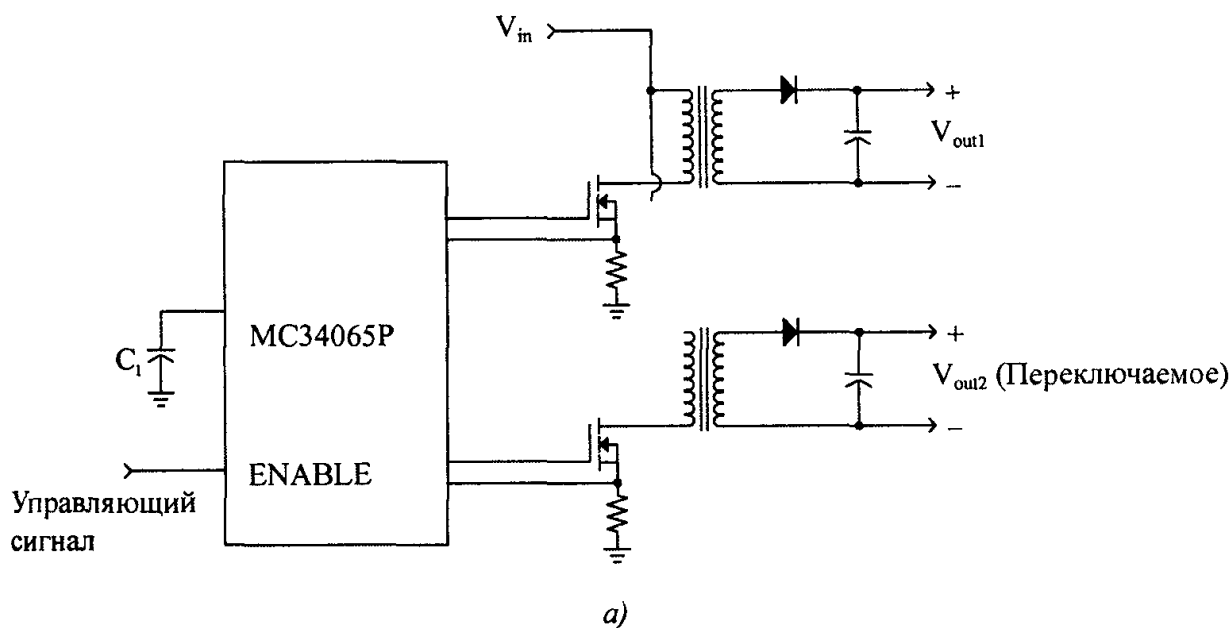


Рис. 3.58. Методы организации шин питания с переключением:
 а — двойной импульсный источник питания со входом активации (ENABLE); б — ключ постоянного тока

3.14. Компоновка печатной платы

Завершающий этап разработки любого импульсного источника питания заключается в физическом проектировании печатной платы. Если плата спроектирована неправильно, то она будет способствовать неустойчивости питания и излучать чрезмерные электромагнитные помехи. Задач разработчика — обеспечить хорошую компоновку печатной платы на основе понимания физического функционирования схемы.

Импульсные источники питания содержат сигналы, насыщенные на высоких частотах, и любая дорожка на печатной плате может выступать в качестве антенны. Длина и ширина дорожки влияют на ее сопротивление и индуктивность, которые, в свою очередь, влияют на частотную характеристику. Даже дорожки, пропускающие сигналы постоянного тока, могут улавливать радиосигналы от соседних дорожек и создавать проблемы в схеме или даже опять переизлучать сигнал помехи. Все дорожки, передающие переменный ток, должны быть выполнены как можно более короткими и широкими. Это означает, что любые компоненты обработки питания, подсоединенные к той или иной дорожке и к другим дорожкам питания, должны быть расположены плотно друг к другу. Длина дорожки прямо пропорциональна значению ее индуктивности и сопротивлению и влияет на длину волны, на которую будет реагировать

дорожка. Чем больше длина дорожки, тем ниже частота, которую эта дорожка может принять и передать, и тем большей радиочастотной энергии она подвержена.

3.14.1. Основные токовые петли

Внутри любого импульсного источника питания существует четыре токовые петли, причем каждая из них должна быть отделена друг от друга. Ниже эти токовые петли перечислены в порядке их важности для хорошей компоновки печатной платы.

1. Петля переменного тока ключа.
2. Петля переменного тока выходного выпрямителя.
3. Токовая петля входного источника.
4. Токовая петля выходной нагрузки.

Эти петли показаны на рис. 3.59 для трех основных типов топологии импульсных источников питания.

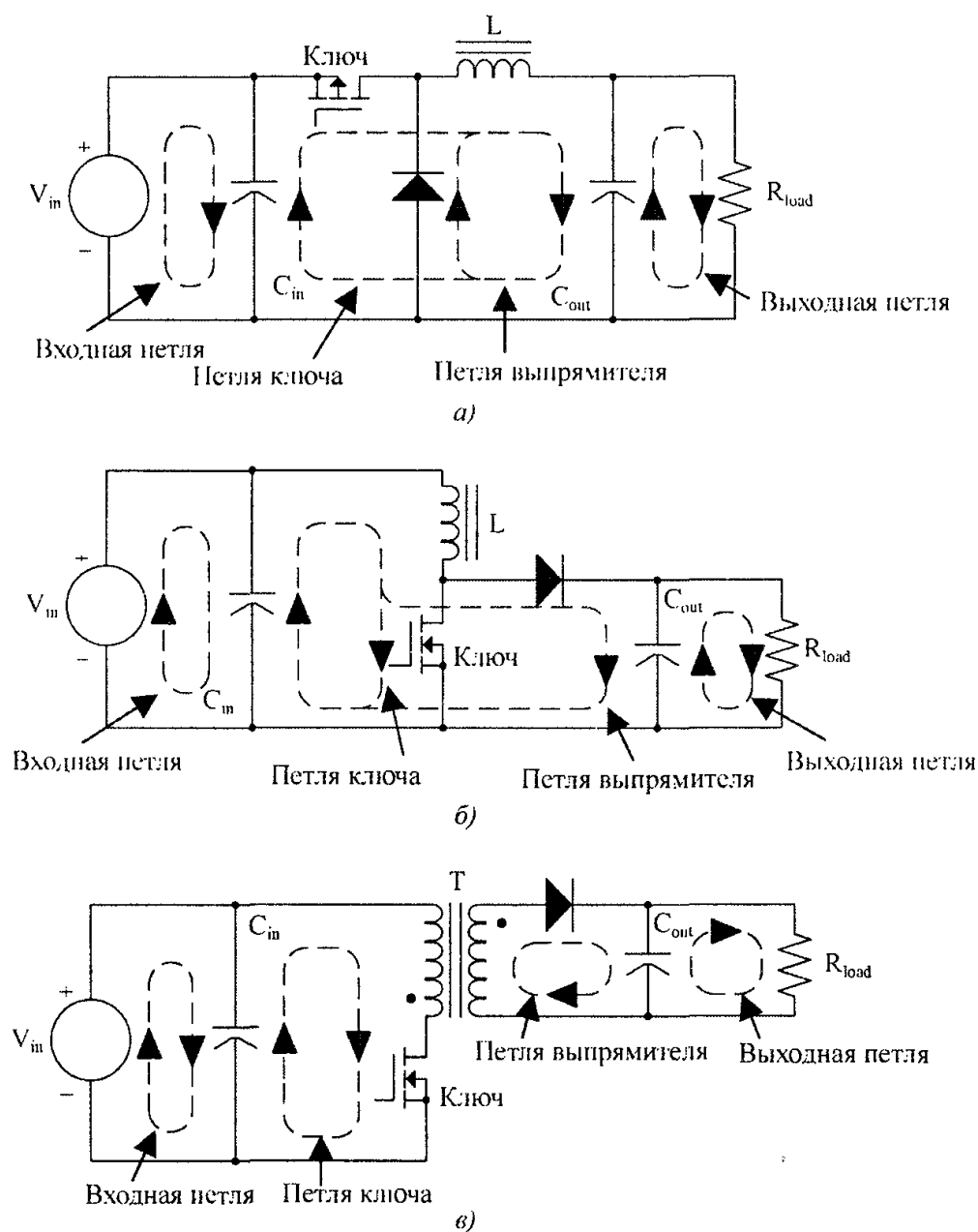


Рис. 3.59. Основные токовые петли в основных типах топологий импульсных источников питания: а — неизолированный понижающий преобразователь; б — неизолированный повышающий преобразователь; в — преобразователь с изолирующим трансформатором

Токовые петли входного источника и выходной нагрузки обычно не представляют проблем. Ток внутри этих петель, в основном, сформирован из постоянного тока с небольшой добавкой переменного тока. Эти две петли обычно имеют также специальные фильтры для препятствия выхода шума переменного тока в окружающую среду. Контакты конденсаторов входного и выходного фильтров должны быть размещены именно там, где петли входная и выходная токовая петля, соответственно, соединяется с источником питания. Входная петля заряжает входной конденсатор током, близким к постоянному, но не в состоянии поставлять высокочастотные импульсы тока, необходимые для импульсного источника питания.

Основная роль конденсатора фильтра заключается в выполнении функции широкополосного резервуара энергии. Конденсатор выходного фильтра аналогичным образом сохраняет высокочастотную энергию от выходного выпрямителя и позволяет петле выходной нагрузки снимать энергию в манере постоянного тока. Таким образом, контакты конденсаторов входного и выходного фильтров очень важны. Если соединения между входной и выходной петлями и петлями ключа или выпрямителя не направлено прямо к контактам конденсаторов, то энергия переменного тока будет обходить конденсаторы входного и выходного фильтра и попадать в окружающую среду через входную и выходную токовую петли.

Петли переменного тока ключа и выпрямителя содержат очень высокие трапециидальные формы волны, характерные для импульсных источников питания с ШИМ. Эти формы волны насыщены по гармоникам, которые значительно превышают базовую частоту переключений. Такие переменные токи могут иметь максимальные амплитуды в 2–5 раз больше, чем непрерывные постоянные токи входа и выхода. Длительность переходных процессов обычно составляет около 50 нс. Таким образом, эти две петли обладают самой большой способностью создавать электромагнитные помехи.

Маршрут двух рассматриваемых токовых петель переменного тока должен быть определен раньше любых других дорожек в источнике питания. Тремя основными компонентами, создающими каждую петлю, являются конденсатор фильтра, ключ или выпрямитель и индуктор или трансформатор. Эти компоненты должны располагаться близко друг к другу, а также должны быть сориентированы таким образом, чтобы путь тока между ними был как можно более коротким. Хороший пример компоновки секции питания понижающего преобразователя показан на рис. 3.60.

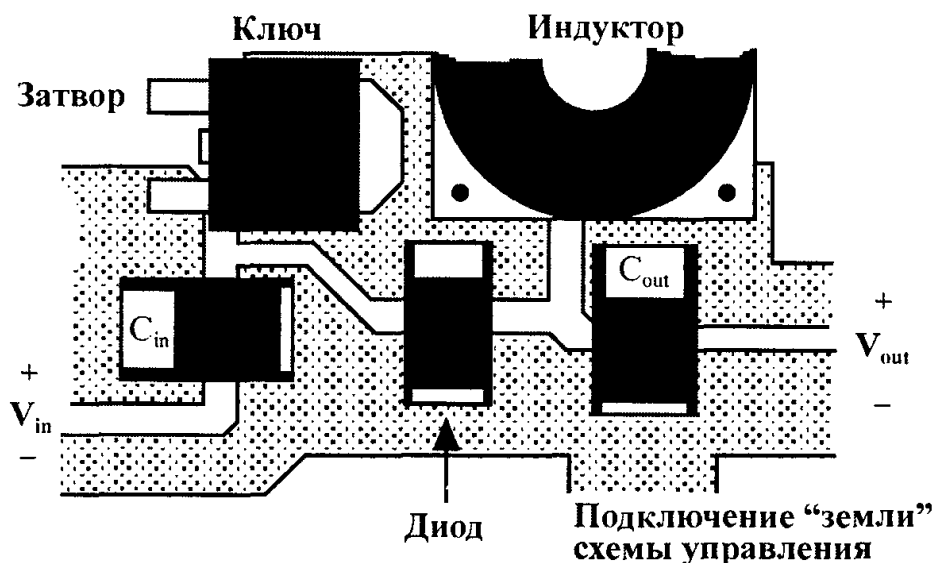


Рис. 3.60. Хорошая компоновка понижающего преобразователя

Дорожки внутри петель также оказывают большое влияние на измеренный КПД преобразователя. Если на любой из этих дорожек наблюдается значительное падение напряжения, то преобразователь покажет меньший КПД, поскольку он работает на более низком напряжении (и, следовательно, с большим током). Однако, если для расчета КПД используется цифровой вольтметр, то считанные значения входного напряжения окажутся выше, чем на самом деле, что приводит к ошибочно большому результату произведения $V \cdot I$.

3.14.2. Заземление внутри импульсного источника питания

Линии заземления, представленные нижней ветвью токовых петель, мы обсуждали ранее. Тем не менее, они выполняют очень важную функцию общей точки привязки для схемы, и потому их размещение в компоновке платы следует уделять самое пристальное внимание. Смешивание линий заземления будет порождать проблемы со стабильностью работы источника питания.

Отдельного рассмотрения заслуживает *“земля”* схемы управления, соединенная с микросхемой контроллера и всеми связанными с ней пассивными компонентами. Эта *“земля”* чрезвычайно чувствительна и должна быть размещена после размещения остальных петель переменного тока. Существуют очень специфичные точки, в которых *“земля”* схемы управления соединяется с другими линиями заземления. Это соединение, в основном, располагают на общем конце какого-либо компонента, на котором схема управления будет считывать некоторое малое напряжение. Эти точки должны включать общий конец резистора считывания тока в импульсном преобразователе, работающем в токовом режиме, и нижний конец резисторного делителя выходного напряжения. Таким образом создается малошумное соединение Кельвина между считывающими компонентами и чувствительными входами к усилителям тока или ошибки. Если *“земля”* схемы управления соединяется с любыми другими точками, то создаваемый внутри перечисленных петель шум будет смешиваться с управляющими сигналами и нарушать точность функционирования контроллера. Линии заземления в трех основных типах топологии импульсных источников питания показаны на рис. 3.61.

Каждая из линий заземления, рассчитанных на ток большой силы, должна быть короткой и иметь широкие дорожки на печатной плате. Общее правило заключается в том, что единственной точкой, в которой другие линии заземления связаны с линиями заземления переменного тока большой силы, должен быть общий контакт конденсаторов фильтра.

3.14.3. Узел переменного напряжения

Внутри каждого импульсного источника питания присутствует один узел с самым большим по сравнению с другими узлами переменным напряжением. Этот узел находится на стоке (или коллекторе) ключа. В неизолированных преобразователях типа DC-DC этот узел также соединен с индуктором и ограничительным (или выходным) выпрямителем. В топологиях с изолирующим трансформатором существует столько узлов переменного напряжения, сколько насчитывается обмоток у трансформатора. С электрической точки зрения, они по-прежнему представляют общий узел, только отраженный через трансформатор. Следует уделить особое внимание каждому узлу переменного напряжения в отдельности.

Эти узлы приводят к различным проблемам. Их переменное напряжение легко может быть емкостно передано на любые смежные дорожки различных металлических слоев, впрочем как и электромагнитные помехи. К сожалению, это, обычно, —

дорожка, которая должны также служить в роли теплоотвода для ключа и выпрямителей, особенно в источниках питания с поверхностным монтажом. С электрической точки зрения, эта дорожка должна быть как можно меньше, но, с термической точки зрения, она должна быть большой. В поверхностном монтаже существует один хороший компромисс, который заключается в том, чтобы сделать верхнюю монтажную площадку печатной платы идентичной нижней площадке и соединить их с помощью многочисленных сквозных перемычек (соединений через сквозные отверстия). Сказанное демонстрирует рис. 3.62.

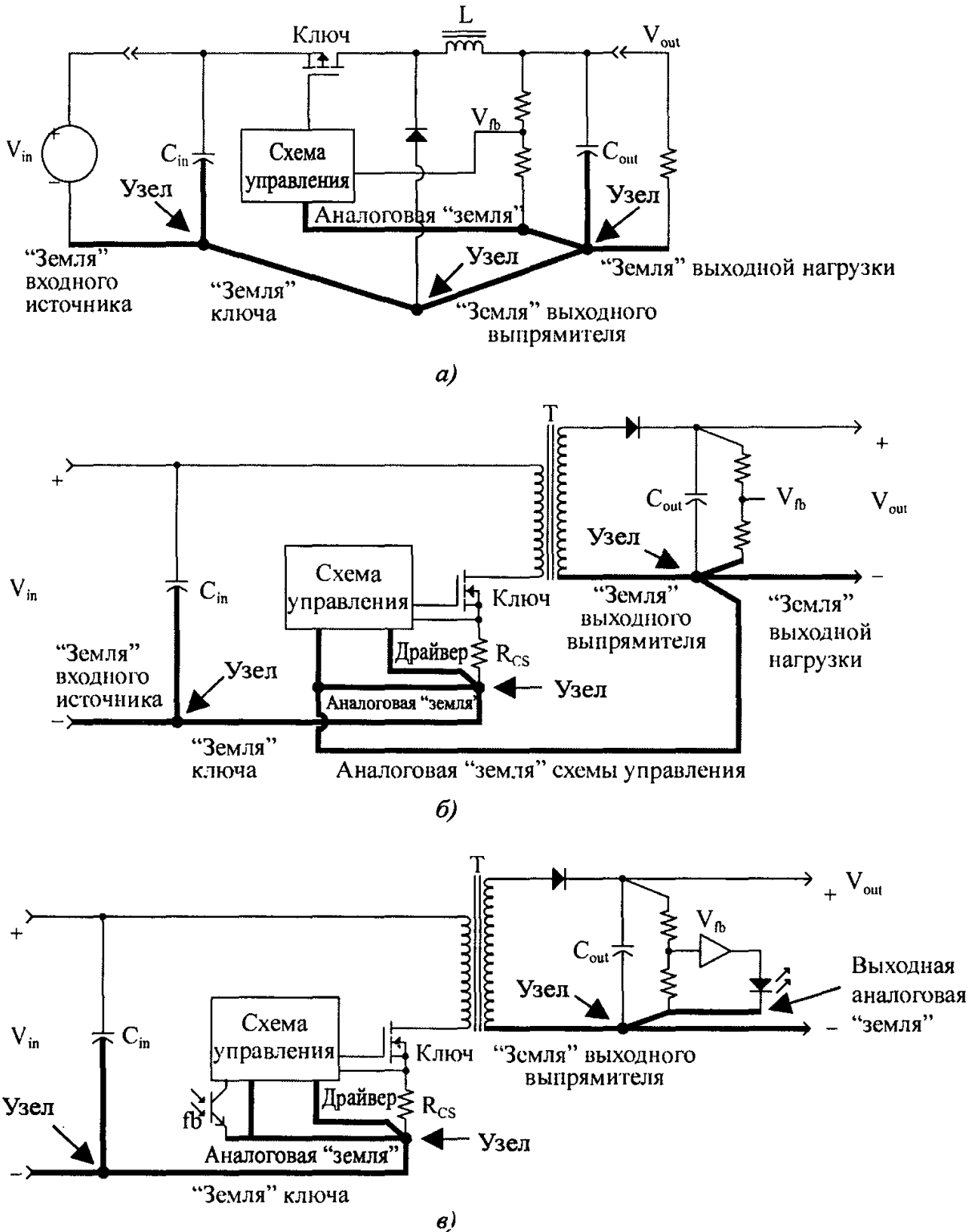


Рис. 3.61. Размещение линий заземления для основных топологий преобразователя: а — неизолированный преобразователь типа DC-DC; б — неизолированный преобразователь с трансформаторной связью; в — изолированный преобразователь с трансформаторной связью

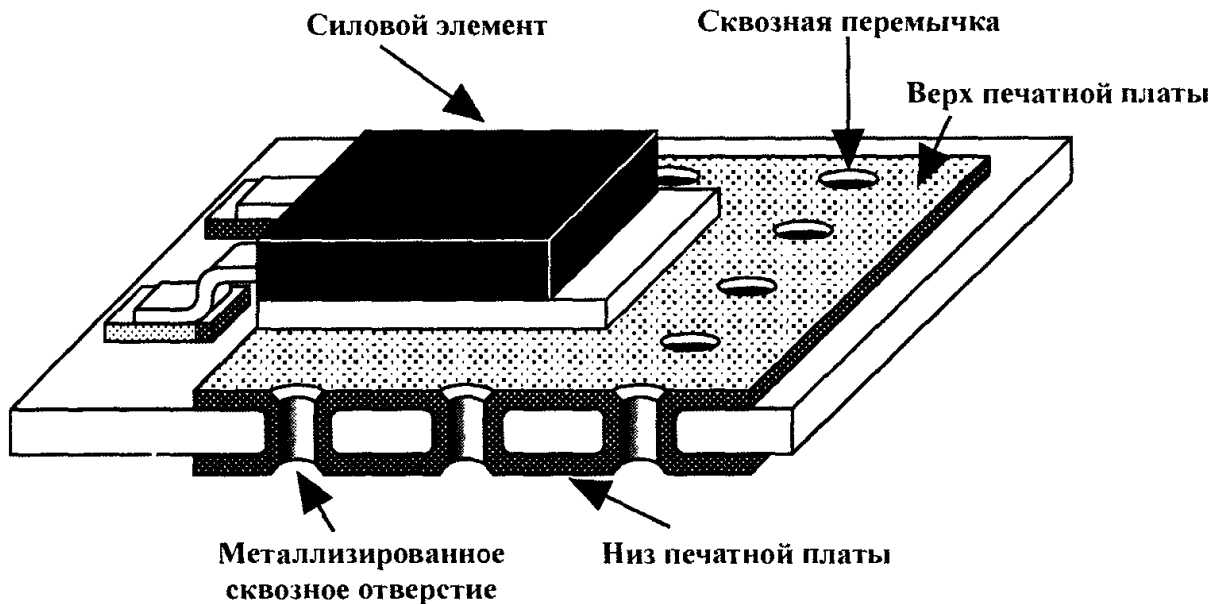


Рис. 3.62. Хороший метод для улучшения теплоотвода монтажной площадки и минимизации емкостной связи с другими дорожками печатной платы

Эта методика значительно уменьшает емкостные связи с другими дорожками, в то же время более, чем в два раза, улучшая теплоотвод и увеличивая доступную площадь поверхности печатной платы. В приложениях со сквозными отверстиями другие сигналы и линии “земли” следует размещать подальше от высоковольтных дорожек и любых теплоотводов. В автономных преобразователях линия заземления может получать энергию с такого узла через теплоотвод (отделенный от контактного стока с помощью изолятора) и выделять ее из изделия через штепсельный разъем сети переменного тока.

3.14.4. Параллельное включение конденсаторов фильтра

Часто конденсаторы включаются параллельно для снижения объединенного эквивалентного последовательного сопротивления (equivalent series resistance, ESR конденсатора фильтра. Такая практика также позволяет каждому конденсатору “делиться” некоторой частью общего пульсирующего тока так, чтобы каждый конденсатор мог работать в рамках своей спецификации по пульсирующему току. Равно “распределение” пульсирующего тока может иметь место только в том случае, когда импеданс дорожки между каждым из конденсаторов и источником пульсирующего тока идентичны друг другу. Это означает, что дорожки к выпрямителю или ключу должны быть равной длины и ширины для каждого конденсатора.

Кажется заманчивым разместить конденсаторы в ряд и соединить их последовательно, как показано на рис. 3.63, а. При таком размещении конденсаторы, оказавшиеся ближе всего к ключу или выпрямителю, будут испытывать пульсирующий ток гораздо большей силы, чем те, которые расположены дальше. Это укорачивает срок службы ближних конденсаторов. На рис. 3.63, б показан лучший способ размещения дорожек для параллельных конденсаторов.

Разработчик должен пытаться располагать конденсаторы “радиально-симметрично” относительно источника пульсирующего тока для обеих сторон токовой петли.

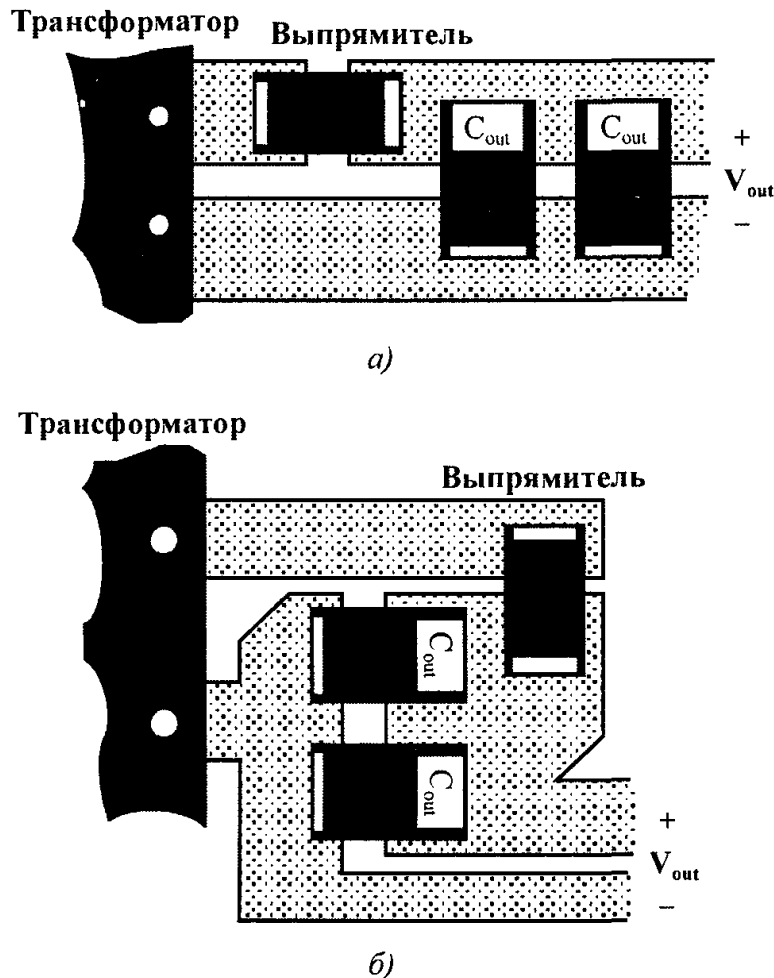


Рис. 3.63. Компоновка параллельно включенных конденсаторов: а — плохой вариант; б — лучший вариант

3.14.5. Наилучший метод создания печатных плат для импульсных источников питания

Самый лучший метод создания компоновки печатной платы для импульсного источника питания аналогичен методу его электрического проектирования. Рассмотрим ход такого проектирования.

1. Разместите трансформатор или индуктор.
2. Скомпонуйте токовую петлю ключа.
3. Скомпонуйте петлю(и) выходного выпрямителя.
4. Соедините схему управления со схемами питания переменного тока.
5. Скомпонуйте петлю входного источника и входной фильтр.
6. Скомпонуйте петлю(и) выходной нагрузки и выходных фильтров.

Разработчик должен взять за хорошую привычку “наполнять” печатную плату металлом. То есть, не должно быть больших областей стекловолкна без покрытия. Для заполнения этих пустых областей должны быть расширены дорожки заземления и питания. Это — хорошая практика по двум причинам: во-первых, преобразователь лучше излучает тепло и, во-вторых, большие медные площади поглощают и рассеивают радиочастотную энергию лучше, если способствуют протеканию вихревых токов.

Конечно же, разработка источника питания обычно откладывается до последнего момента, так что свободного места на плате остается, как правило, слишком мало

и с неправильным размещением. Все это означает, что строго следовать приведенному выше алгоритму обычно не удастся, поэтому каждый разработчик, понимая важность электрических факторов в проектировании конечного изделия, должен делать все возможное, чтобы исправить эту ситуацию.

3.15. Примеры проектов импульсных источников питания с ШИМ

На современном рынке импульсных источников питания существует два подхода к проектированию: разработка “в лоб” “с нуля” или на основании спецификаций. Хотя сегодня на рынке имеется много хороших микросхем управления, для многих из которых в спецификациях уже описана процедура проектирования, цель данной книги — дать читателю более глубокое и фундаментальное понимание этого вопроса. Таким образом, представленные ниже примеры проектов содержат схемы управления, требующие для завершения системы питания проведения проектной экспертизы. Эти примеры содержат базовые правила проектирования импульсных источников питания, идущие дальше “простых” методов, описанных некоторыми поставщиками микросхем. Также остается в силе необходимость проектирования магнитных компонентов, компенсации контура обратной связи, а также входных и выходных фильтров.

Следующие примеры, хотя они и скучноваты, помогут хорошо разобраться в процессе проектирования импульсных источников питания с ШИМ.

3.15.1. Встроенный на плату понижающий преобразователь на 10 Вт

Область применения

Этот импульсный источник питания может быть использован для встроенного на плату стабилизатора, в котором линейный стабилизатор выделяет слишком много тепла для того, чтобы плата могла его рассеивать. Предварительный стабилизатор, выполняющий неточную стабилизацию, выдает распределенное напряжение от -10 до $+18$ В. Выходное напряжение встроенного на плату стабилизатора составляет $-3,3$ В.

В этом проекте мы умышленно избегаем применения микросхемы понижающего контроллера с высокой степенью интеграции, поскольку наша цель — продемонстрировать процесс выбора и проектирования элементов, относящихся к импульсным источникам питания. Схема понижающего преобразователя на 10 Вт представлена на рис. 3.64.

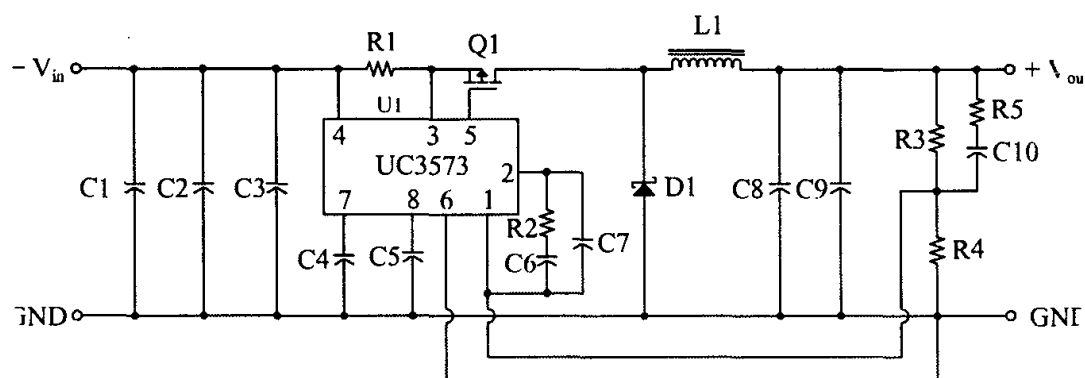


Рис. 3.64. Понижающий преобразователь на 10 Вт

Спецификация проекта

Диапазон входного напряжения: +10 – +14 VDC.

Выходное напряжение: +5 VDC.

Максимальный выходной ток: 2 А.

Выходное напряжение пульсаций: +30 мВ (полный размах амплитуды).

Стабилизация выхода: $\pm 1\%$.

Предпроектные оценки “черного ящика”

Выходная мощность: $+5 \text{ В} \cdot 2 \text{ А} = 10,0 \text{ Вт}$ (максимум).

Входная мощность: $P_{\text{out}} / \text{Ожидаемый КПД} = 10,0 \text{ Вт} / 0,8 = 12,5 \text{ Вт}$.

Потери на ключе: $(12,5 - 10) \text{ Вт} \cdot 0,4 = 1,0 \text{ Вт}$.

Потери на ограничивающем диоде: $(12,5 - 10) \text{ Вт} \cdot 0,6 = 1,5 \text{ Вт}$.

Средние значения входных токов

Входной сигнал низкого уровня: $12,5 \text{ Вт} / 10 \text{ В} = 1,25 \text{ А}$.

Входной сигнал высокого уровня: $12,5 \text{ Вт} / 14 \text{ В} = 0,9 \text{ А}$.

Оценка максимального тока: $1,4 \cdot I_{\text{out(rated)}} = 1,4 \cdot 2 \text{ А} = 2,8 \text{ А}$.

Проектирование индуктора (см. раздел 3.5.5)

Наихудшие условия эксплуатации — при высоком входном напряжении.

$$L_{\min} = \frac{(V_{\text{in(max)}} - V_{\text{out}})(1 - V_{\text{out}}/V_{\text{in(max)}})}{1,4 I_{\text{out(min)}} f_{\text{sw}}} = \frac{(14 \text{ В} - 5 \text{ В})(1 - 5 \text{ В} / 14 \text{ В})}{1,4(0,5 \text{ А})(100 \text{ кГц})} = 82,6 \text{ мкГн}$$

где: $V_{\text{in(max)}}$ — максимально возможное входное напряжение; V_{out} — выходное напряжение; $I_{\text{out(min)}}$ — минимальный ожидаемый ток нагрузки; f_{sw} — рабочая частота.

Индуктором должен быть кольцевой сердечник для поверхностного монтажа на пластиковой монтажной панели с J-образными выводами. Существуют стандартные индукторы для поверхностного монтажа, поставляемые многими компаниями. В данном примере был выбран индуктор DO3340P-104 компании Coilcraft.

Выбор ключа и ограничивающего диода

Ключ

В качестве ключа должен выступать мощный полевой МОП-транзистор с каналом р-типа. Максимальное входное напряжение — 18 VDC, следовательно, удовлетворительным будет номинал V_{DSS} от +30 VDC и выше. Максимальный ток составляет 2,8 А. Также желательно обеспечить рассеяние тепла менее 1 Вт, поэтому оценка RDS (при замыкании ключа) должна быть ниже, чем значение

$$R_{\text{DS(on-max)}} = P_{\text{D(est)}} / (I_{\text{pk(est)}})^2 = 1 \text{ Вт} / (2,8 \text{ А})^2 < 127 \text{ мОм (максимум)}$$

В данном примере был выбран распространенный полевой МОП-транзистор FDS9435 с сопротивлением в проводящем состоянии 45 мОм, в корпусе SO8.

Ограничивающий диод

В качестве ограничивающего диода должен использоваться диод Шотки для минимизации потерь на электропроводность и потерь переключений. Подходящее падение прямого напряжения при максимальном токе 3 А характерно для диода MBRD330 с падением 0,45 В (при температуре +25°C).

Выходной конденсатор (см. раздел 3.6)

Емкость выходного конденсатора вычисляется по следующей формуле:

$$C_{\text{out}(\min)} = \frac{I_{\text{out}(\max)} (1 - DC_{\min})}{f_{\text{sw}} V_{\text{ripple}(\text{p-p})}} = \frac{(2 \text{ A})(1 - 5 \text{ В} / 14 \text{ В})}{(100 \text{ кГц})(30 \text{ мВ})} = 429 \text{ мкФ}$$

В первую очередь для конденсаторов как входного, так и выходного фильтра следует определить пульсирующий ток. В рассматриваемом примере пульсирующий ток идентичен переменному току через индуктор. Максимальные пределы тока через индуктор составляют 2,8 А для I_{peak} и около половины максимального выходного тока, или 1,0 А. Таким образом, двойная амплитуда пульсирующего тока составляет 1,8 А, или в оценке RMS — 0,6 А (около трети двойной амплитуды).

В данном примере должны использоваться танталовые конденсаторы для поверхностного монтажа, поскольку они обычно показывают около 50% ESR электролитических конденсаторов. Кроме того, номиналы выбираемых конденсаторов следует уменьшить на 30% при температуре окружающей среды +85°C.

Лучшие кандидаты на эту роль — конденсаторы компании AVX, у которых очень низкое значение ESR, и потому они могут справиться с пульсирующим током очень большой силы. Эти конденсаторы необычны и нетипичны, но часть из них может удовлетворить требования, предъявляемые к выходным сигналам.

Конденсаторы компании AVX:

- TPSE477M010R0050 — 470 мкФ (20%), 10 В, 50 мОм, 1,625 A_{rms} ;
- TPSE477M010R0100 — 470 мкФ (20%), 10 В, 100 мОм, 1,149 A_{rms} .

Конденсаторы компании Nichicon:

- F751A477MD — 470 мкФ (20%), 10 В, 120 мОм, 0,920 A_{rms} .

Существует совсем немного конденсаторов для поверхностного монтажа с требуемой емкостью, номиналом напряжения и низким значением ESR одновременно. Более консервативным решением будет включение двух параллельных конденсаторов с емкостью не ниже, чем половина желаемой величины, каждый. Это позволит использовать намного больше второстепенных конденсаторов и снизить значение ESR. Давайте используем два параллельно включенных танталовых конденсатора с емкостью 330 мкФ и напряжением 10 В.

Конденсатор компании KEMET:

- T510X337M010AS — 330 мкФ (20%), 10 В, 35 мОм, 2,0 A_{rms} .

Конденсатор компании Nichicon:

- F751A337MD — 330 мкФ (20%), 10 В, 150 мОм, 0,8 A_{rms} .

Конденсатор входного фильтра

Этот конденсатор испытывает воздействие той же трапецеидальной волны тока, что и на ключе, — волны с начальной силой тока около 1 А, которая затем повышается до 2,8 А, с очень крутыми фронтами. Условия эксплуатации этого конденсатора намного более суровые, чем у входного. Оценим значение RMS трапецеидальной волны тока как кусочного наложения двух форм волны: прямоугольной с максимальным уровнем 1 А и треугольной с максимальным уровнем 1,8 А. Это дает оценочное значение RMS 1,1 А. Тогда емкость конденсатора можно вычислить по формуле:

$$C_{\text{in}} = \frac{P_{\text{in}}}{f_{\text{sw}} (V_{\text{ripple}(\text{p-p})})^2} = \frac{12,5 \text{ Вт}}{(100 \text{ кГц})(1,0)^2} = 125 \text{ мкФ}$$

Рассчитанные на большее напряжение конденсаторы имеют меньшую емкость. Это должны быть два параллельно включенных конденсатора емкостью 68 мкФ. Кандидатами на эту роль могут быть следующие конденсаторы.

Конденсатор компании AVX (требуется два на систему):

- TPS686M016R0150 — 68 мкФ (20%), 16 В, 150 мОм, 0,894 А_{rms}.

Конденсатор компании AVX (требуется три на систему):

- TAJ476M016 — 47 мкФ (20%), 16 В, 900 мОм, 0,27 А.

Конденсатор компании Nichicon (требуется три на систему):

- F721C476MD — 47 мкФ (20%), 16 В, 750 мОм, 0,19 А.

Выбор микросхемы контроллера

Свойства, которым должна удовлетворять микросхема понижающего контроллера:

- способность работать напрямую от входного напряжения;
- межимпульсное ограничение перегрузки по току;
- драйверы с двухтактным каскадом на полевых МОП-транзисторах.

На рынке имеется много микросхем понижающего контроллера, однако в данном примере мы используем микросхему UC3873. Внутреннее опорное напряжение, подаваемое на усилитель ошибки, составляет $1,5 \text{ В} \pm 2\%$.

Установка частоты функционирования (C3)

По спецификации определяем частоту по формуле:

$$C_t = 1 / (15\text{k} \cdot f_{sw}) = 1 / (15\text{k} \cdot 100 \text{ кГц}) = 666 \text{ пФ}.$$

Ближайшее значение составляет 680 пФ.

Резистор считывания тока (R1)

В выбранной микросхеме контроллера используется защита с помощью межимпульсного опроса тока, при которой ключ сразу же размыкается при превышении порога в 0,47 В. Допустим 25% зазор между ожидаемым максимальным током и порогом защитного размыкания. Таким образом, защита будет срабатывать при токе $1,25 \cdot 2,8 \text{ А} = 3,5 \text{ А}$. Рассчитаем сопротивление резистора R1:

$$R1 = 0,47 \text{ В} / 3,5 \text{ А} = 0,134 \text{ Ом}.$$

Ближайшее стандартное резисторов сопротивлением до 1 Ом равно 0,1 Ом.

Резисторный делитель напряжения на считывающих резисторах (R3 и R4)

R4 (нижний резистор):

$$R4 = 1,5 \text{ В} / 1 \text{ mA} = 1,49 \text{ кОм } 1\%.$$

Это делает фактический ток считывания равным 1,006 мА.

R3 (верхний резистор):

$$R3 = (5,0 \text{ В} - 1,5 \text{ В}) / 1,006 \text{ mA} = 3,48 \text{ кОм } 1\%.$$

Компенсация контура обратной связи по напряжению (см. Приложение Б)

Это — прямоходовый преобразователь, работающий в режиме напряжения. Чтобы получить оптимальную продолжительность переходных процессов, воспользуемся двухполюсной компенсацией с двумя “нулями”.

Определение характеристики “схема управления – выход”

Полос выходного фильтра определяется по индуктору фильтра и конденсатору и составляет спад -40 дБ/декаду. Его номинальная частота излома АЧХ составляет:

$$f_{\text{fp}} = \frac{1}{21\pi\sqrt{L_0 C_0}} = \frac{1}{21\pi\sqrt{(100 \text{ мкГн})(660 \text{ мкФ})}} = 619 \text{ Гц}$$

Нулевая точка, обусловленная конденсатором выходного фильтра, равна (значения ESR дают два параллельно включенных конденсатора емкостью 120 Ом):

$$f_{\text{zest}} = \frac{1}{2\pi E_{\text{esr}} C_0} = \frac{1}{21(60 \text{ мОм})(660 \text{ мкФ})} = 4020 \text{ Гц}$$

Внутренний абсолютный коэффициент усиления схемы питания при переменном токе составляет:

$$A_{\text{DC}} = V_{\text{in}} / V_{\text{error}} = 14 \text{ В} / 3 \text{ В} = 4,66;$$

$$G_{\text{DC}} = 20 \text{ Log}(A_{\text{DC}}) = 13,4 \text{ дБ.}$$

Расположение компенсационных полюсов и “нулей” в усилителе ошибки

Частота перехода усиления в замкнутом контуре не должна быть сколько нибудь выше, чем 20% частоты переключения (или 20 кГц). Было обнаружено, что частоты перехода усиления в диапазоне от 10 до 15 кГц вполне достаточно для большинства приложений. Это дает длительность переходных процессов около 200 нс .

$$f_{\text{xo}} = 15 \text{ кГц.}$$

Первое, что следует принять, это то, что конечная цепь компенсации замкнутого контура будет иметь непрерывный уклон -20 дБ/декаду. Чтобы достичь частоты перехода в 15 кГц , усилитель должен добавить усиление входного сигнала и “приподнять” амплитудную характеристику на графике Боде.

$$G_{\text{xo}} = 20 \text{ Log}(f_{\text{xo}} / f_{\text{fp}}) - G_{\text{DC}} = 20 \text{ Log}(15 \text{ кГц} / 619 \text{ кГц}) - 13,4 \text{ дБ} = G_2 = +14,3 \text{ дБ};$$

$$A_{\text{xo}} = A_2 = 5,2 \text{ (абсолютный эквивалент).}$$

Это — усиление, необходимое на плато среднего диапазона (G_2) для достижения желаемой частоты перехода.

Усиление на первом наборе компенсационных “нулей”, составляет:

$$G_1 = G_2 + 20 \text{ Log}(f_{\text{ez2}} / f_{\text{ep1}}) = +14,3 \text{ дБ} + 20 \text{ Log}(310 \text{ Гц} / 4020 \text{ Гц}) = -8 \text{ дБ};$$

$$A_1 = -0,4 \text{ (абсолютный эквивалент).}$$

Для компенсации двухполюсного фильтра поместим два “нуля” на половине частоты полюса фильтра:

$$f_{\text{ez1}} = f_{\text{ez2}} = 310 \text{ Гц.}$$

Первый компенсационный полюс будет размещен на частоте ESR конденсатора (4020 Гц):

$$f_{\text{ep1}} = 4020 \text{ Гц.}$$

Второй компенсационный полюс используется лишь для поддержания высоко-частотной устойчивости путем уменьшения усиления на частоте перехода:

$$f_{\text{ep2}} = 1,5 f_{\text{xo}} = 22,5 \text{ кГц.}$$

Теперь можно начать расчет величины сопротивлений и емкостей компонентов внутри усилителя ошибки:

$$C_7 = \frac{1}{2\pi(f_{xo})(A2)(R3)} = \frac{1}{2\pi(15 \text{ кГц})(5,2)(3,48 \text{ кОм})} = 586 \text{ пФ. Принимаем } C_7 = 560 \text{ пФ}$$

$$R_2 = (A1)(R1) = (0,4)(3,48 \text{ кОм}) = 1,39 \text{ кОм. Принимаем } R_2 = 1,5 \text{ кОм}$$

$$C_6 = \frac{1}{2\pi(f_{cz1})(R2)} = \frac{1}{2\pi(310 \text{ Гц})(1,5 \text{ кОм})} = 2,9 \text{ мкФ или } 2,2 \text{ мкФ}$$

$$R_5 = R2/A2 = (1,5 \text{ кОм})/(0,4) = 3,75 \text{ кОм. Принимаем } R_5 = 3,9 \text{ кОм}$$

$$C_{10} = \frac{1}{2\pi(f_{cz2})(R5)} = \frac{1}{2\pi(22,5 \text{ кГц})(3,9 \text{ кОм})} = 1814 \text{ пФ. Принимаем } C_{10} = 1800 \text{ пФ}$$

Все вышесказанное демонстрирует рис. 3.65.

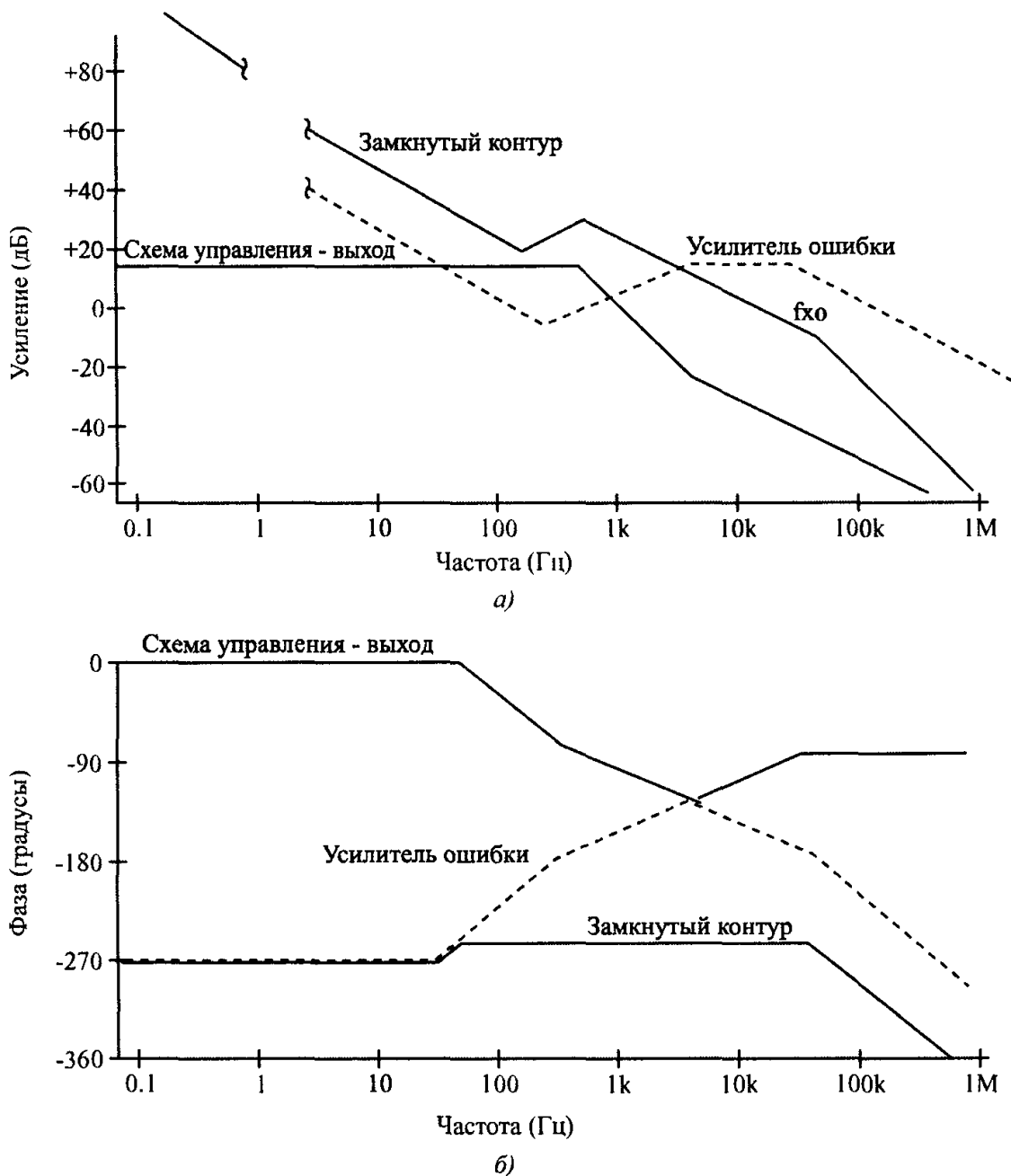


Рис. 3.65. Графики Боде усиления и фазы для рассмотренного примера понижающего преобразователя: а — диаграмма усиления; б — фазовая диаграмма

3.15.2. Недорогой обратноходовый преобразователь с ШИМ на 28 Вт

Область применения

Такой источник питания предназначен для обеспечения питания некоторого измерителя из состава оборудования технологического контроля. Этот измеритель получает свое питание от повышающего источника питания на +24 В, который также обеспечивает трансформаторную изоляцию устройства от напряжения входной шины. Схема рассматриваемого преобразователя показана на рис. 3.66.

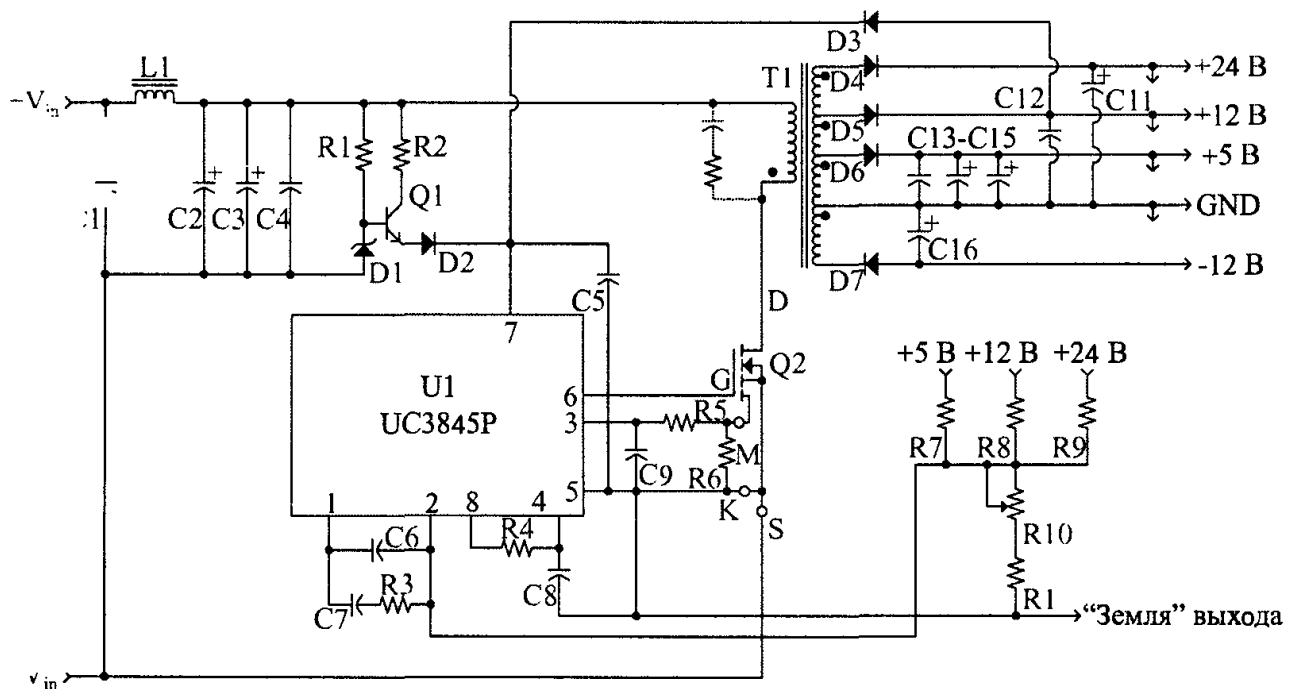


Рис. 3.66. Схема обратноходового преобразователя с ШИМ на 28 Вт, работающего в токовом режиме

Спецификации

Напряжение V_{out} :

- +5 VDC при максимальном токе 2 А, минимальный ток — 0,5 А;
- +12 VDC при токе 0,5 А;
- -12 VDC при токе 0,5 А;
- +24 VDC при токе 0,25 А.

Напряжение V_{in} :

- 18–36 VDC — требуемый рабочий диапазон;
- +24 VDC — номинальное напряжение входной линии.

Предпроектные оценки “черного ящика” (см. раздел 3.4)

$$P_{out} = (5 \text{ В} \cdot 2 \text{ А}) + (12 \text{ В} \cdot 0,5 \text{ А}) + (12 \text{ В} \cdot 0,5 \text{ А}) + (24 \text{ В} \cdot 0,25 \text{ А}) = 28 \text{ Вт};$$

$$P_{in} = P_{out} / \text{КПД} = 28 \text{ Вт} / 0,75 = 37,3 \text{ Вт};$$

$$I_{in(\text{high})} = P_{in} / V_{in(\text{low})} = 37,3 \text{ Вт} / 18 \text{ В} = 2,07 \text{ А};$$

$$I_{in(\text{hop})} = P_{in} / V_{in(\text{nom})} = 37,3 \text{ Вт} / 24 \text{ В} = 1,55 \text{ А}.$$

Полученные величины указывают, что для первичной обмотки трансформатора следует использовать провод #18 по стандарту AWG или эквивалентный ему.

$$I_{pk} = 5,5 \cdot P_{out} / V_{in(min)} = 5,5 \cdot 28 \text{ Вт} / 18 \text{ В} = 8,55 \text{ А}.$$

Выбираем частоту работы источника питания равной 40 кГц ($T_{on(max)} = 12,5 \text{ мкс}$).

Проектирование обратноходового трансформатора (см. раздел 3.5.5)

$$L_{pri} = V_{in(min)} \cdot T_{on} / I_{pk} = 18 \text{ В} \cdot 12,5 \text{ мкс} / 8,55 \text{ А} = 26,3 \text{ мкГн}.$$

Проверяем энергетическую пропускную способность сердечника:

$$P_{out(est)} = f \cdot L_{pri} \cdot (I_{pk})^2 / 2 = 40000 \cdot 26,3 \text{ мкГн} \cdot (8,55 \text{ А})^2 = 38,45 \text{ Вт}.$$

Используем кольцевой МРР-сердечник. Процедура выбора размеров сердечника описана в разделе 3.5.5. Оценим требуемые размеры сердечника:

$$E_L = L_{pri} \cdot (I_{pk})^2 = 0,0263 \text{ мГн} \cdot (8,55 \text{ А})^2 = 1,92.$$

Со ссылкой на рис. 3.21 предлагаем элемент под номером 55310-A2 с проницаемостью, равной 125. Этот сердечник имеет величину A_L , равную 90 мГн/1000 Тл. Количество витков для первичной обмотки:

$$N_{pri} = 1000 \cdot (L_{pri} / A_L)^{1/2} = 1000 \cdot (0,0263 \text{ мГн} / 90 \text{ мГн})^{1/2} = 17,09.$$

Округляем значение N_{pri} до 17 витков.

Количество витков вторичной обмотки для выхода с самым низким уровнем выходного напряжения (+5 В) (имеется в виду выпрямитель Шотки):

$$N_{sec} = \frac{N_{pri} (V_o + V_D)(1 - \delta_{max})}{V_{in(min)} \cdot \delta_{max}}$$

$$N_{(+5 \text{ В})} = 17 \cdot (5,0 + 0,5 \text{ В}) \cdot 50\% / (18 \text{ В} \cdot 50\%) = 5,19.$$

Округляем значение N_{sec} до 5 витков.

Другие обмотки будут иметь следующее количество витков (подразумевая выпрямители на диодах с накоплением заряда):

$$N_2 = \frac{(V_2 + V_{D2}) N_1}{V_1 + V_{D1}}$$

$$N_{(+12 \text{ В})} = (12,0 + 0,9 \text{ В}) \cdot 5 / (5,0 + 0,5 \text{ В}) = 11,73.$$

Округляем значение $N_{(+12 \text{ В})}$ до 12 витков (для входа -12 В — то же самое).

$$N_{(-24 \text{ В})} = (24,0 + 0,9 \text{ В}) \cdot 5 / (5,0 + 0,5 \text{ В}) = 22,6.$$

Округляем значение $N_{(+24 \text{ В})}$ до 23 витков.

Значение рассогласования на каждом выходе составляет:

- ±12 В — +0,3 В;
- +24 В — +0,4 В (приемлемо).

Был выбран автотрансформаторный тип вторичной обмотки. Это означает, что обмотки с более высоким уровнем напряжения будут включать обмотки с более низким уровнем напряжения. Количество витков и диаметр проводов:

- +5 В — 5 витков, провод #17 по AWG (используем 3 жилы провода #22);
- +12 В — 7 витков, провод #21 по AWG;
- -12 В — 12 витков, провод #21 по AWG;

- +24 В — 11 витков, провод #26 по AWG;
- первичная обмотка — 17 витков, провод #19 по AWG (используем 2 жилы провода #22).

Методика намотки трансформатора

Применять бифилярную намотку для всех обмоток трансформатора неэкономично. Вместо этого применим методику выборочной бифилярной намотки. Первичная обмотка будет свита с обмоткой +24 В, а обмотки +12 В и –12 В до намотки на сердечник будут свиты друг с другом. Обмотка +24 В будет действовать как ограничительная обмотка для первичной, понижая всплески напряжения в моменты размыкания ключа.

Обмотка +5 В наматывается первой и равномерно распределяется по окружности кольцевого сердечника. Следующей наматывается связка первичной обмотки и обмотки +24 В — равномерно по кругу сердечника. Последней на сердечник наматывается связка обмоток +12 В и –12 В. Эта обмотка может физически “вдавливаться” в предыдущую обмотку.

Для целей производства типичный подход к монтажу заключается в том, чтобы разместить готовый сердечник на контактной колодке и залить сборку сердечника герметизирующим компаундом. В результате сборка будет защищена от случайных повреждений, и ее можно легко разместить на печатной плате.

Выбор ключа и выпрямителей

Ключ

В данном случае есть явное преимущество в использовании мощного полевого МОП-транзистора: у него меньше потери драйвера и переключений.

$$V_{DC(\min)} > (V_{out} + V_D) \cdot (N_{pri} / N_{sec}) + V_{in(\max)} > (24,4 + 0,9 \text{ В}) \cdot (17 / 23) + 36 \text{ В} > 54,7 \text{ В}.$$

В этом значении не учитываются любые всплески, обусловленные рассеянием L . Принимаем величину $V_{DC(\min)} = 100 \text{ В}$.

Для обратноходовых преобразователей лучшее значение номинала среднего тока, протекающего через ключ, I_D примерно в 1,5 раза больше максимального среднего входного тока источника. Выбор другой величины приведет к потерям. Благодаря переопределению тока, потерю $I^2 R_{DC(on)}$ (потеря на электропроводность) можно уменьшить с очень незначительным увеличением стоимости и ухудшением входной емкости.

$$I_{D(\min)} > 1,5 \cdot 2,07 \text{ А} = 3,11 \text{ А}.$$

Используем транзистор MTP10N10M. Выбор мощного полевого МОП-транзистора со считыванием тока обусловлен тем, что необходимо реализовать схему управления, работающую в токовом режиме, и это снизит потери на считывание на три порядка.

Выпрямители

$$+5 V_{output};$$

$$V_{R(\min)} > V_{out} - [-V_{in(\max)} \cdot (N_{sec} / N_{pri})] > +5 \text{ В} + 36 \text{ В} \cdot (5 / 17) = 15,6 \text{ В};$$

$$I_{F(\min)} \approx I_{out(\max)} = 2 \text{ А}.$$

Используем выпрямитель 1N5824 (3 А).

Для выхода ± 12 В расчет выполняется аналогичным образом. Используем MUR110 (D5 и D7). Для выхода +24 В также используем MUR110 (D4).

Секция выходного фильтра (см. раздел 3.6)

Емкостей конденсаторов выходного фильтра определяются по формуле (3.38):

$$C_{\text{out}(\min)} = \frac{I_{\text{out}(\max)} \cdot (1 - \delta_{(\min)})}{f \cdot V_{\text{ripple(pk-pk)}}$$

$$C_{\text{out}(+5 \text{ В})} = 480 \text{ мкФ при } 10 \text{ В.}$$

Используем два параллельно включенных танталовых конденсатора (C14 и C15) по 220 мкФ каждый при 10 В, чтобы уменьшить высоту и ESR.

$$C_{\text{out}(\pm 12 \text{ В})} = 122 \text{ мкФ при } 20 \text{ В.}$$

Используем танталовые конденсаторы (C12 и C16) на 150 мкФ, 35 В.

$$C_{\text{out}(+24 \text{ В})} = 60 \text{ мкФ при } 35 \text{ В.}$$

Используем два конденсатора по 47 мкФ при 35 В (C11).

Схема управления

Для выбора схемы управления необходимо составить список наиболее важных аспектов проекта. Составьте также список “важные, но несущественных” аспектов.

Существенные аспекты:

- небольшое количество элементов;
- управление в токовом режиме;
- выход драйвера на полевом МОП-транзисторе (двухтактный);
- один выходной драйвер;
- низкая стоимость.

Важные, но несущественные:

- блокировка недостаточного напряжения;
- низкий порог считываемого тока I_{sense} ;
- 50%-ное ограничение рабочего цикла.

Если просмотреть список популярных микросхем контроллера, то окажется, что всем перечисленным выше требованиям удовлетворяет устройство UC3845P.

В спецификации компании Motorola под названием “Линейные и интерфейсные микросхемы” основные схематические реализации даны в виде рисунков. Проектировщику остается только определить величины для резистора и конденсатора схемы синхронизации, а также резистора считывания тока. Все другие компоненты имеют отношение к напряжению V_{cc} и компенсации обратной связи, которые будут проектироваться позже. Если требуется, чтобы источник работал на номинальной частоте 40 кГц, то с помощью графика “Резистор синхронизации и частота осциллятора” определяем:

$$C_t = C8 = 2000 \text{ пФ};$$

$$R_t = R4 = 22 \text{ кОм};$$

$$R_{\text{sense}} = V \cdot I_s \cdot (n / I_{\text{pk}}) = 0,6 \text{ В} \cdot (8,5 \text{ А} / 1800) = 127 \text{ Ом.}$$

Принимаем $R_{\text{sense}} = 120 \text{ Ом.}$

Это значение, несомненно, потребует подстройки на этапе макетирования.

Секция обратной связи по напряжению (см. раздел 3.9)

Для того чтобы улучшить перекрестную стабилизацию нескольких выходов, требуется считывать какую-то часть всех положительных выходных напряжений. Для этого необходимо исследовать технологию схем, которые должны получать мощность от выходов. Гипотетические нагрузки в данном случае будут следующими:

- +5 В — микроконтроллер и логика 74НС с допустимым отклонением $\pm 10\%$ по V_{DD} ;
- ± 12 В — имеет центрованную аналоговую цепь операционного усилителя; эти выходы проявляют устойчивость к пульсациям в их напряжениях питания;
- +24В — интерфейсы внешнего процесса, которые имеют предел линии с низким уровнем сигнала +18 В. Логика +5 В должна быть отрегулирована самым тщательным образом.

Вначале выбираем ток считывания делителя напряжения — номинальное значение 1 мА. Определяем сопротивления резистора в нижнем плече делителя напряжения ($R_{10} + R_{11}$):

$$R_{10} + R_{11} = V_{ref} / I_{sense(est)} = 2,5 \text{ В} / 1 \text{ мА} = 2,5 \text{ кОм}.$$

Округляем это значение до 2,7 кОм.

Теперь добавим к делителю потенциометр на 1 кОм для подстройки конечных выходных напряжений на последнем этапе тестирования. Этот потенциометр подключается как реостат с подвижным контактом, соединенным с верхним выводом. Недостаток потенциометров заключается в том, что подвижный контакт создает “шум” в разомкнутых контурах. Подсоединение потенциометра описанным способом приводит к падению выходных напряжений при открывании подвижного контакта. В противном случае источник перейдет к своему максимальному рабочему циклу и выведет из строя нагрузки. Предположим, что потенциометр настроен на среднее положение; тогда сопротивление R_{10} становится равным:

$$R_{10} = 2,7 \text{ кОм} - 500 \text{ Ом} = 2,2 \text{ кОм}.$$

Реальный считываемый ток будет:

$$I_{sense(act)} = V_{ref} / (R_{10} + R_{11}) = 2,5 \text{ В} / 2,7 \text{ кОм} = 0,96 \text{ мА} \text{ (примем это значение)}.$$

Выбираем пропорции считываемого тока, который должен извлекаться из каждого выхода: +5 В — 60%; +12 В — 20%; +24 В — 20%. Определяем сопротивления резисторов в верхнем плече делителя:

$$R_{u-sense} = (V_{out} - V_{ref}) / (I\% \cdot I_{sense(act)});$$

$$+5\text{В}: R_7 = (5,0 - 2,5 \text{ В}) / (0,6 \cdot 0,96 \text{ мА}) = 4340 \text{ Ом (принимаем 4,7 кОм)};$$

$$+12\text{В}: R_8 = (12,3 - 2,5 \text{ В}) / (0,2 \cdot 0,96 \text{ мА}) = 51 \text{ кОм};$$

$$+24\text{В}: R_9 = (24,4 - 2,5 \text{ В}) / (0,2 \cdot 0,96 \text{ мА}) = 114 \text{ кОм (принимаем 110 кОм)}.$$

Вопрос компенсации контура обратной связи оставим на потом.

Секция входного фильтра (см. раздел 3.12)

Емкость конденсатора входного фильтра рассчитывается по формуле:

$$C_{in} \equiv \frac{2P_{out}}{f_{in}(V_{ripple(p-p)})} = \frac{2(37,3 \text{ Вт})}{40000 \text{ Гц}(1 V_{p-p})} = 186 \text{ мкФ}$$

Выбираем два оксидно-электролитических алюминиевых конденсатора с параметрами 100 мкФ, 50 В каждый и включаем их параллельно с керамическим конденсатором на 0,1 мкФ, 100 В.

Поскольку у нас имеется единственный входной провод с общим заземлением, используем кольцевой МРР-сердечник. Исследуя “Нормальные кривые намагничивания”, предоставленные производителем, находим, что 20 Э обеспечивают смещение постоянного тока менее, чем на половину магнитной индукции насыщения сердечника. Рекомендуемая величина магнитной проницаемости составляет 125 μ . Примерный размер сердечника должен быть равен магнитному элементу под номером 55120-A2, использующему две жилы провода #20 по AWG. Необходимое количество витков определим по формуле:

$$N = \frac{H \cdot l_m}{0,4 \cdot \pi \cdot I_{max}} = \frac{20 \text{ Э} \cdot 4,11 \text{ см}}{0,4 \cdot \pi \cdot (2,04 \text{ А})} = 32 \text{ витка.}$$

Секция запуска (см. раздел 3.10)

Несмотря на то, что входная линия имеет достаточно низкий уровень сигнала, чтобы извлекать весь ток смещения для запуска схемы управления и полевого МОП-транзистора, это приведет к напрасной трате примерно 1,2 Вт мощности или потере 4,2% КПД. Лучше использовать схемой запуска, которая обеспечивает ток от входа только в моменты запуска или ограничения перегрузки по току. В течение нормального функционирования схема управления и полевой МОП-транзистор могут получать питание от выхода на +12 В (см. схему на рис. 3.59):

- D1 — используем стабилитрон 1N5241 на 11 В, 500 мВт;
- R1 = (18 В – 11 В) / 0,4 мА = 17,5 кОм (принимаем 18 кОм);
- Q1 — используем MPSA05;
- R2 = (18 В – 12 В) / 0,5 мА = 1,2 кОм;
- D2 — используем 1N4148;
- D3 — используем MBR030.

Компенсация контура обратной связи (см. Приложение Б)

Чтобы добиться самой лучшей стабилизации выхода и минимальной длительности переходных процессов, воспользуемся методом компенсации с одним полюсом и “нулем”. Кривые характеристики “схема управления — выход” для обратного преобразователя, управляемого в токовом режиме, имеют однополюсную природу, поэтому для компенсации следует использовать указанный выше метод. Выход +5 В — это выход самой большой мощности, который опрашивается наиболее интенсивно, поэтому он является первичным. Параметры полюса фильтра, нуля ESR и усиления постоянного тока таковы:

$$A_{DC} = \frac{(36 \text{ В} - 5 \text{ В})^2}{36 \text{ В} \cdot 2,5 \text{ В}} \cdot \frac{5}{17} = 3,14; \quad G_{DC} = 20 \text{Log}(3,14) = 9,94 \text{ дБ}$$

$$f_{p(hi)} = \frac{1}{2\pi(5 \text{ В} / 2 \text{ А})(440 \text{ мкФ})} = 144 \text{ Гц (при номинальной нагрузке 2 А);}$$

$$f_{p(low)} = \frac{1}{2\pi(5 \text{ В} / 0,5 \text{ А})(440 \text{ мкФ})} = 36,2 \text{ Гц (при малой нагрузке 0,5 А).}$$

Кривые характеристики “схема управления – выход” показаны на рис. 3.67.

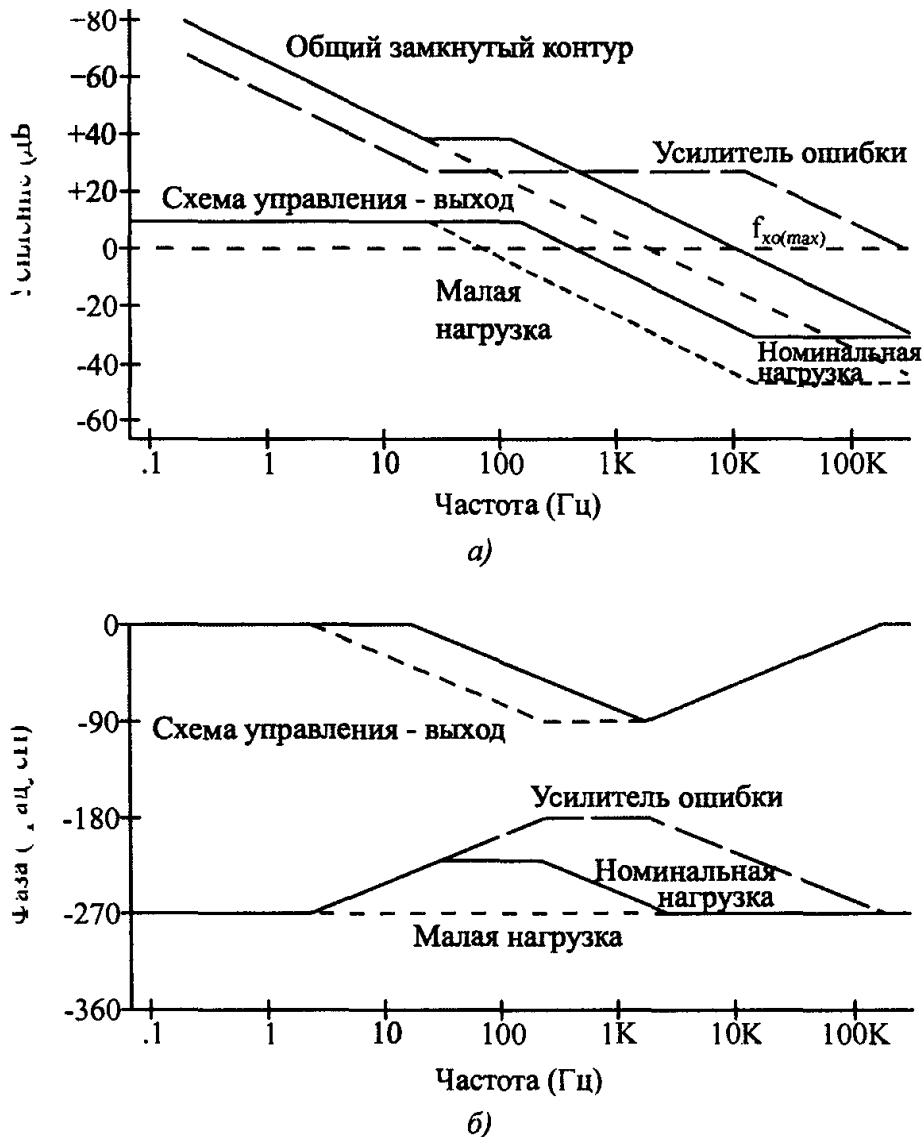


Рис. 3.67. Графики Бode усиления и фазы для примера проекта 3.15.2 (с компенсацией): а — диаграмма усиления; б — фазовая диаграмма

Частота перехода на усилении должна быть меньше, чем $f_{sw}/5$ или

$$f_{xo} < 40 \text{ кГц} / 5 = 8 \text{ кГц}.$$

Определим усиление, необходимое для повышения функции замкнутого контура до 0 дБ при заданной частоте перехода (см. формулу (Б.24)):

$$G_{xo} = 20 \text{Log}(f_{xo} / f_{fp(hi)}) - G_{DC} = 20 \text{Log}(8000/144) - 9,94 \text{ дБ} = 24,95 \text{ дБ (необходимо только для графика Бode);}$$

$$A_{xo} = 52,4 \text{ (абсолютное усиление — потребуется позже).}$$

Найдем “нуль” компенсационного усилителя ошибки в месте наименьшего провала полюса фильтра:

$$f_{ez} = f_{fp} = 36,2 \text{ Гц}.$$

Найдем полюс компенсационного усилителя ошибки при самой низкой предполагаемой частоте “нуля”, обусловленной значением ESR конденсатора:

$$f_{ep} = f_{p(ESR)} = 20 \text{ кГц (приблизительно).}$$

Зная сопротивление резистора в верхнем плече делителя напряжения +5 В (4,7 кОм), получаем:

$$C_7 = \frac{1}{2\pi(f_{\text{к}})(A_{\text{к}})(R_1)} = \frac{1}{2\pi(8 \text{ кГц})(52,4)(4,7 \text{ кОм})} = 80 \text{ пФ. Принимаем } C_7 = 82 \text{ пФ}$$

$$R_3 = A_{\text{к}} R_7 = 52,4 (4,7 \text{ кОм}) = 246 \text{ кОм. Принимаем } R_3 = 270 \text{ кОм}$$

$$C_6 = \frac{1}{2\pi f_{\text{к}} R_2} = \frac{1}{2\pi(36,2 \text{ Гц})(270 \text{ кОм})} = 0,016 \text{ мкФ. Принимаем } C_6 = 0,015 \text{ мкФ.}$$

На этом завершается проектирование элементов компенсации контура обратной связи. Кривые для усилителя ошибки и общие графики также показаны на рис. 3.67.

Список элементов схемы:

- C1, C4 — 0,1 мкФ, 100 В, керамические;
- C2, C3 — 100 мкФ, 50 В, оксидно-электролитические алюминиевые;
- C5 — 10 мкФ, 20 В, танталовый;
- C6 — 0,015 мкФ, керамический;
- C7 — 82 пФ, 50 В, керамический;
- C8 — 0,022 мкФ, 50 В, керамический;
- C9 — 470 пФ, 50 В, керамический;
- C10 — 47 мкФ, 35 В, танталовый;
- C11 — 100 мкФ, 20 В, танталовый;
- C12 — 0,1 мкФ, 50 В, керамический;
- C13, C14 — 220 мкФ, 10 В, танталовые;
- C15 — 100 мкФ, 20 В, танталовый;
- D1 — 11 В, 500 мВт, стабилитрон 1N5241;
- D2 — 1N4148;
- D3 — MBR030;
- D4, D5, D7 — MUR110;
- D6 — 1N5824;
- L1 — индуктор — см. текст выше;
- Q1 — MPSA05;
- Q2 — мощный полевой МОП-транзистор — MTP10N10M;
- R1, R4 — 18 кОм; 0,25 Вт;
- R2 — 1,2 кОм; 0,5 Вт;
- R3 — 270 кОм; 0,25 Вт;
- R5 — 1 кОм; 0,25 Вт;
- R6 — 120 Ом; 0,25 Вт;
- R7 — 4,7 кОм; 0,25 Вт;
- R8 — 51 кОм; 0,25 Вт;
- R9 — 110 кОм; 0,25 Вт;
- R10 — 1 кОм, переменное сопротивление;
- R11 — 2,2 кОм; 0,25 Вт;

- T1 — трансформатор — по заказу;
- U1 — микросхема UC3845AN.

3.15.3. Универсальный обратноходовый преобразователь на 65 Вт с входом переменного тока и несколькими выходами

Этот импульсный источник питания можно использовать для электронных изделий, которые подключаются к источникам питания напряжением от 85 до 240 ВАС. Данный конкретный источник питания можно “масштабировать” для обеспечения выходной мощности от 25 до 150 Вт. Он может использоваться в таких изделиях как небольшие офисные АТС и т.п. Общая схема рассматриваемого преобразователя показана на рис. 3.72.

Проектная спецификация

Диапазон входного переменного напряжения: 90–240 В, 50/60 Гц.

Выходы:

- +5 VDC, номинальный ток 1 А, минимум 750 мА;
- ±12 VDC, номинальный ток 1 А, минимум 100 мА;
- +24 VDC, номинальный ток 1,5 А, минимум 0,25 А.

Напряжение пульсации на выходе:

- +5 В, ±12 В — 100 мВ (максимум);
- +24 В — 250 мВ двойной амплитуды (максимум).

Выходная стабилизация:

- +5 В, ±12 В — максимум ±5%;
- +24 В — максимум ±10%.

Защита системы и дополнительные свойства:

- подавление низкого уровня на входе — источник питания и само изделие перестает функционировать всякий раз, когда входное напряжение падает ниже 85 ВАС ± 5%;
- сигнал пропадания питания микропроцессора — система питания должна содержать выход открытого коллектора на тот случай, когда напряжение на выходе +5 В падает ниже уровня 4,6 В ± 5%.

Предпроектные оценки “черного ящика” (см. раздел 3.4)

Общая выходная мощность: $P_0 = 5 \text{ В} \cdot 1 \text{ А} + 2 \cdot 12 \text{ В} \cdot 1 \text{ А} + 24 \text{ В} \cdot 1,5 \text{ А} = 65 \text{ Вт}$.

Оценка входной мощности: $P_{in} = P_0 / \text{КПД} = 65 \text{ Вт} / 0,8 = 81,25 \text{ Вт}$.

Входное постоянное напряжение:

- от линии 110 ВАС: $V_{in(L)} = 90 \text{ ВАС} \cdot 1,414 = 127 \text{ VDC}$;
 $V_{in(H)} = 130 \text{ ВАС} \cdot 1,414 = 184 \text{ VDC}$;
- от линии 220 ВАС: $V_{in(L)} = 185 \text{ ВАС} \cdot 1,414 = 262 \text{ VDC}$;
 $V_{in(H)} = 240 \text{ ВАС} \cdot 1,414 = 340 \text{ VDC}$.

Средние входные токи:

- наибольшее среднее I_{in} : $I_{in(max)} = P_{in} / V_{in(min)} = 81,25 \text{ Вт} / 127 \text{ VDC} = 0,64 \text{ ADC}$;
- минимальное среднее I_{in} : $I_{in(min)} = P_{in} / V_{in(max)} = 81,25 \text{ Вт} / 340 \text{ VDC} = 0,24 \text{ ADC}$.

Возьмите провод #20 по стандарту AWG или эквивалентный ему.

Ток: $I_{pk} = 5,5 \cdot P_{out} / V_{in(min)} = 5,5 \cdot 65 \text{ Вт} / 127 \text{ В} = 2,81 \text{ А}$.

Учет для обратноходовых преобразователей на основе по-
 15% потерь — на МОП-транзисторах и 60% — в выпря-

Эт (при КПД 80%).

Потери: $P_D = 16,25 \text{ Вт} \cdot 0,35 = 5,7 \text{ Вт}$.

$I_T \cdot 0,6 = 0,75 \text{ Вт}$;

$V_T \cdot 0,6 = 1,8 \text{ Вт}$;

$P_{D_T} \cdot 0,6 = 5,4 \text{ Вт}$.

Входит внутри свободностоящих навинченных радиаторов (например,

ия

проекта является изолированный обратноходовый преоб-
 ыходами, который должен удовлетворять требованиям
 DE. Эти требования влияют на конструкцию конечного
 контура обратной связи по напряжению.

Для проектирования следует использовать микросхему контроллера
 в режиме на частоте 50 кГц.

атора (см. раздел 3.5.4)

В предложении обычно в качестве типа сердечника выбирают
 для мощности подходящим размером будет квадрат со
 ашем примере будем использовать материал "F" ком-
 плекса (с8). Номера для элементов сердечника от ком-
 плекса F-4315-EC и катушка PC-B3515-L1.

Первичной обмотки:

$$\frac{V_{in(min)} \cdot \Delta I_{(min)}}{I_{pk}} = \frac{(127 \text{ В})(0,5)}{(2,81 \text{ А})(0,0001)} = 452 \text{ мкГн}.$$

для защиты сердечника от перехода в состояние

$$\frac{(0,0451)(2,81)10^8}{(2 \cdot \pi \cdot 50 \text{ Гц})^2} = 0,044 \text{ см} = 17 \text{ мил}.$$

то для этого сердечника составляет 67 мил при A_L ,

и т.д. Окончательно для сердечника принимаем следую-

типы F-4315-EC-02; без зазора — F-4351-EC-00.

Требований, требуемых для первичной обмотки:

$$N_{\text{pri}} = 1000 \sqrt{\frac{L_{\text{pri}}}{A_L}} = 1000 \sqrt{\frac{0,451 \text{ мГн}}{100 \text{ мГн}}} = 67,2 \text{ витков (округляем до 67)}.$$

Количество витков, требуемых для вторичной обмотки выхода +5В, составляет:

$$N_{\text{sec}} = \frac{N_{\text{pri}} (V_o + V_D)(1 - \delta_{\text{max}})}{V_{\text{in(min)}} \cdot \delta_{\text{max}}} = \frac{67 (5 \text{ В} + 0,5)(1 - 0,5)}{(127 \text{ В})(0,5)} = 2,9 \text{ витков (округляем до 3)}.$$

Определим количество витков для остальных обмоток:

$$N_{\text{sec2}} = \frac{(V_{O2} + V_{D2}) N_{\text{sec}}}{(V_{O1} + V_{D1})}$$

$$N_{+12} = \frac{(12 \text{ В} + 0,9 \text{ В})(3)}{(5 \text{ В} + 0,5 \text{ В})} = 7,03 \text{ витков (округляем до 7)}.$$

$$N_{+24} = \frac{(24 \text{ В} + 0,9 \text{ В})(3)}{(5 \text{ В} + 0,5 \text{ В})} = 13,6 \text{ витков (округляем до 14)}.$$

Проверяем отклонения соответствующих выходных напряжений:

- ±12 В — 11,94 В — удовлетворительно;
- +24 В — 24,76 В — удовлетворительно.

Методика намотки трансформатора

Поскольку трансформатор должен работать в среде, соответствующей нормам безопасности, воспользуемся метод перемежения обмоток (рис. 3.68). Между первичной и вторичными обмотками следует поместить три слоя майларовой пленки с зазором 2 мм от краев катушки для обеспечения требуемой нормами VDE длины

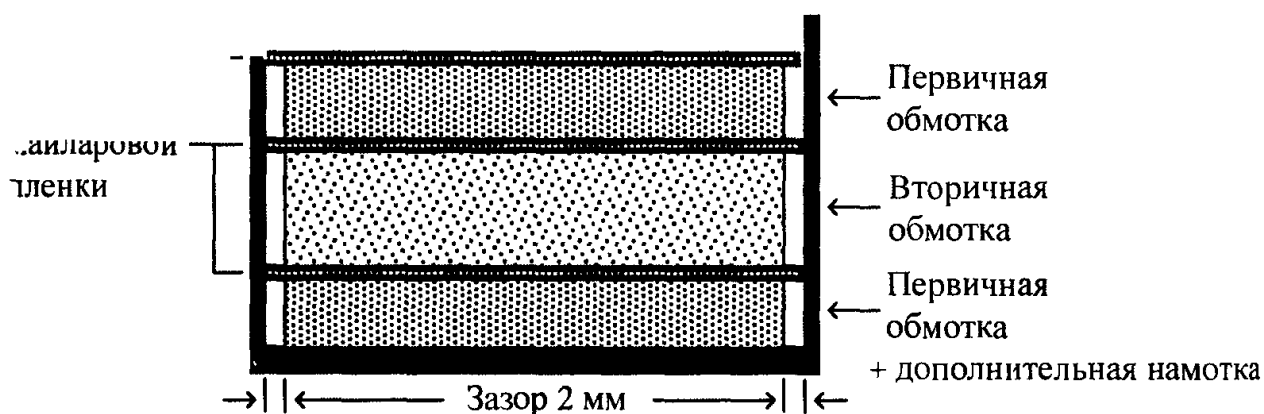


Рис. 3.68. Методика намотки трансформатора для примера проекта 3.15.3

Используемые в соответствующих обмотках калибры проводов по AWG:

- первичная — #24, одна жила в каждой секции;
- +5 В — #24, четыре жилы;
- +12 В — #20, две жилы;
- -12 В — #22, две жилы;
- +24 В — #22, две жилы;
- V_{aux} — #26, одна жила.

Размещение проводов обмоток показано на рис. 3.69

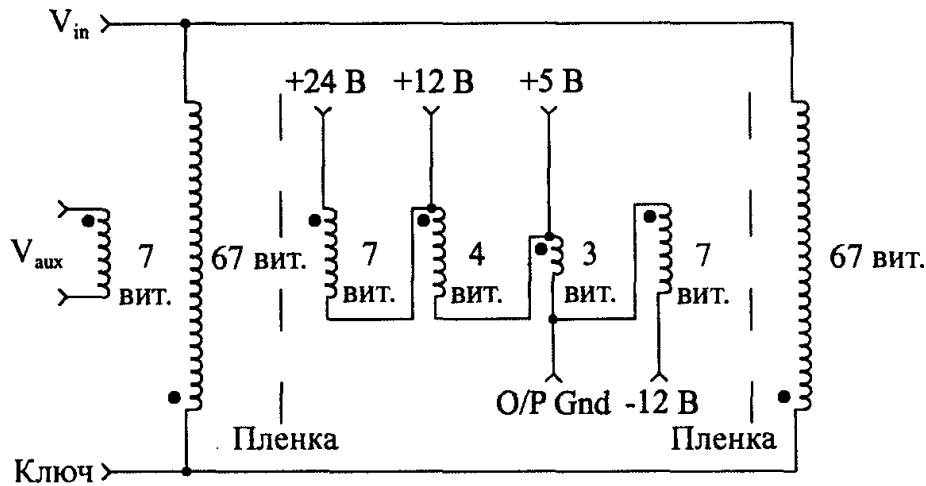


Рис. 3.69. Размещение обмоток трансформатора в примере проекта 3.15.3

Проектирование секции выходного фильтра (см. раздел 3.6)

Выходные выпрямители

- выход +5 В:

$$V_R > V_{out} + \frac{N_{sec}}{N_{pri}} V_{in(max)};$$

$$V_R > 5 \text{ В} + (3/67)(340 \text{ В}) > 20,3 \text{ В};$$

- $I_{FWD} - I_F > I_{av} = 1 \text{ А}$; выбираем выпрямители на диодах Шотки MBR340;
- $\pm 12 \text{ В}$ — используя тот же подход, что и описанный выше, выбираем диоды MBR340;
- +24 — выбираем MUR420.

Определяем минимальные емкости конденсаторов выходного фильтра:

- выход +5 В:

$$C_{out(min)} = \frac{I_{out(max)} T_{off(max)}}{V_{ripple(desired)}} = [(1,5 \text{ А})(18 \text{ мкс})]/100 \text{ мВ} =$$

$$= 270 \text{ мкФ (берем 2 на 150 мкФ, 10 В);}$$

- выход $\pm 12 \text{ В}$ — $C_{out} = 180 \text{ мкФ}$, берем два на 100 мкФ, 20 В;
- выход +24В — $C_{out} = 180 \text{ мкФ}$, берем три на 47 мкФ, 35 В.

Проектирование секции контроллера-драйвера

Выбор мощных полупроводников (см. раздел 3.4)

Рассчитаем параметры переключателя (мощный полевой МОП-транзистор):

- V_{DSS} :

$$V_{DSS} > V_{fbk} = V_{in(max)} + \frac{N_{pri}}{N_{sec}} (V_{out} + V_d);$$

$$V_{DSS} > 340 \text{ В} + (67/3)(5 \text{ В} + 0,5 \text{ В}) > 462 \text{ В};$$

- I_D — примерно I_{pk} или $> 3 \text{ А}$.

Выбираем транзистор IRF740.

Выбор микросхемы контроллера

Важными факторами для рассматриваемого приложения, которые влияют на выбор микросхемы контроллера импульсного источника питания, являются требуемый драйвер на полевых МОП-транзисторах (двухтактный драйвер), однотактный выход, желаемый предел рабочего цикла 50% и желаемое управление в токовом режиме. Наиболее популярной промышленной микросхемой, удовлетворяющей всем этим требованиям, является UC3845B.

Проектирование контура обратной связи по напряжению (см. раздел 3.9)

Контур обратной связи по напряжению должен быть изолирован от линии входного напряжения и схемы управления. Для этого следует использовать оптрон. Для минимизации эффекта дрейфа оптрона желательно иметь на вторичной стороне усилитель ошибки. Для этой цели хорошо подходит усилитель TL431CP. Топология контура обратной связи показана на рис. 3.70.

UC3843P (пример)

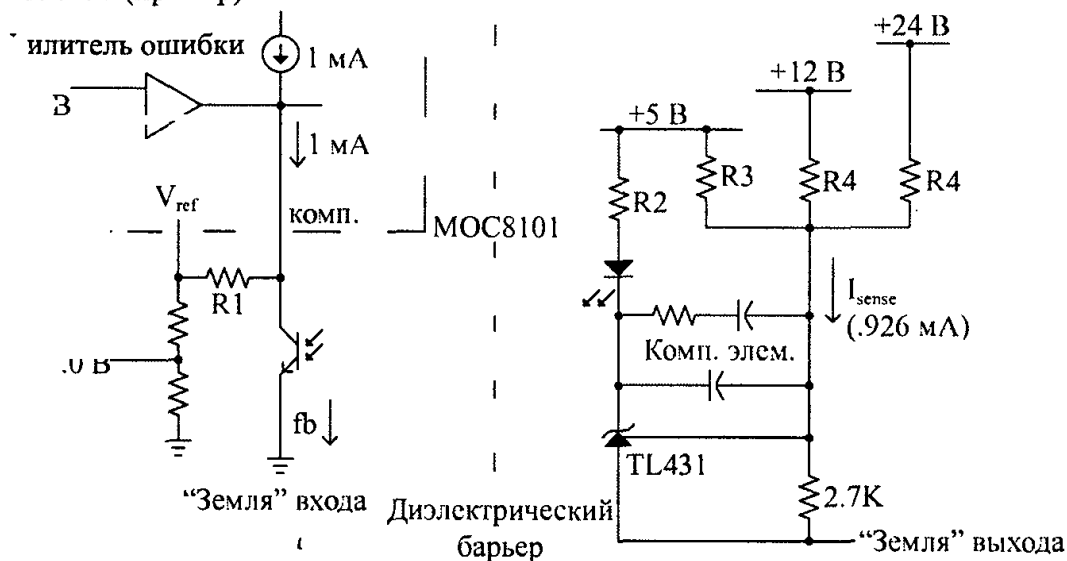


Рис. 3.70. Контур обратной связи по напряжению

Для снижения влияния плохой перекрестной стабилизации выходов применяется опрос выходов. Контрольное считывание некоторого тока с каждого выхода положительного напряжения существенно улучшает поведение каждого выхода в ответ на изменения отдельных нагрузок.

Проектирование этой секции начинается с микросхемы управления. Внутри микросхемы UC3845 реализуем обход (шунтирование) усилителя ошибки. Это означает, что оптрон должен управлять той же цепью, что и сам усилитель ошибки. Для усилителя ошибки используется нагрузочный источник тока силой 1,0 мА. На усилитель TL431, для того чтобы он работал, через светодиод оптрона должен поступать ток 1 мА, к которому должен добавляться любой ток управления. Если мы произвольно примем величину 1,0 мА/В, то сопротивление R_1 будет:

$$R_1 = 5 \text{ В} / 5 \text{ мА} = 1 \text{ кОм}.$$

Сопротивление R_2 (резистор смещения светодиода оптрона) равно:

$$R_2 = (5 - (2,5 + 1,4)) \text{ В} / 6,0 \text{ мА} = 183 \text{ Ом (принимаем 180 Ом)}.$$

Примем ток опроса равным примерно 1 мА. Тогда сопротивление R_3 :

$$R_3 = 2,5 \text{ В} / 1,0 \text{ мА} = 2,5 \text{ кОм (принимаем 2,7 кОм)}.$$

Теперь фактический считываемый ток становится равным

$$I_{\text{sense}} = 2,5 \text{ В} / 2,7 \text{ кОм} = 0,926 \text{ мА}.$$

Теперь назначим степени считывания для каждого выхода положительного напряжения в ответ на требования приложения. На выходе +5 В присутствуют устройство управления и логика КМОП с высокой плотностью компоновки, и потому он должен быть строго стабилизирован в пределах 0,25 В. На выходе ±12 В присутствуют операционные усилители и драйвер RSR232, относительно нечувствительные к колебаниям питания. Выход +24 В требует стабилизации только в пределах ±2 В. Таким образом, назначим следующие пропорции считываемых токов: +5 В — 70%, ±12 В — 20%, +24 В — 10%.

Сопротивления резисторов считывания:

$$R_{4(+5 \text{ В})} = \frac{5 \text{ В} + 2,5 \text{ В}}{0,7 (0,926 \text{ мА})} = 3856 \text{ Ом (принимаем 3,9 кОм)};$$

$$R_{5(\pm 12 \text{ В})} = \frac{12 \text{ В} - 2,5 \text{ В}}{0,2 (0,926 \text{ мА})} = 51295 \text{ Ом (принимаем 51 кОм)};$$

$$R_{6(+24 \text{ В})} = \frac{24 \text{ В} - 2,5 \text{ В}}{0,1 (0,926 \text{ мА})} = 232 \text{ кОм (принимаем 240 кОм)}.$$

Компенсационные элементы будут рассмотрены позже.

Резистор считывания тока

Сопротивление резистора считывания тока на контакте истока мощного полевого МОП-транзистора будет приблизительно равно

$$R_{\text{sc}} = \frac{V_{\text{sc(max)}}}{I_{\text{pk}}} = \frac{0,7 \text{ В}}{2,81 \text{ А}} = 0,249 \text{ Ом}.$$

Это значение должно быть уменьшено на этапе тестирования, если выясняется, что источник не может обеспечить полную номинальную нагрузку при минимальном входном напряжении.

Проектирование компенсации контура обратной связи

Наш источник имеет характеристику однополюсного выходного фильтра, присущую всем импульсным источникам питания, работающим в токовом режиме (см. Приложение Б).

Для характеристик “схема управления – выход” самым нижним полюсом фильтрации для выхода +5 В (минимальная нагрузка) является частота

$$f_{\text{np}} = \frac{1}{2\pi(5 \text{ В} / 0,75 \text{ А})(300 \text{ мкФ})} = 79,6 \text{ Гц}.$$

Поскольку выход +5 В опрашивается наиболее тщательно, но ему соответствует только 5 Вт из 65 Вт выходной мощности, рассчитаем самый верхний полюс фильтра выходной мощности и используем его для целей компенсации, поскольку ее полюс фильтра будет иметь значительно меньшую частоту, и смещение ее компенсации к более низкой частоте будет только увеличивать фазу закрытого контура.

$$f_{\text{np}(24)} = \frac{1}{2\pi(24 \text{ В} / 0,25 \text{ А})(141 \text{ мкФ})} = 11,8 \text{ Гц}.$$

Усиление постоянного тока системы составляет:

$$A_{DC(max)} = \frac{(340 \text{ В} - 5 \text{ В})^2 3}{(340 \text{ В})(1 \text{ В}) 67} = 14,77.$$

Усиление, выраженное в дБ:

$$G_{DC(max)} = 20 \text{Log}(14,7) = 23,4 \text{ дБ}.$$

Назначим примерное положение “нуля”, обусловленное ESR конденсатора выходного фильтра, на частоте 20 кГц.

Назначим положение полюса и “нуля” компенсации усилителя ошибки. Для компенсации полюса фильтра выхода с легкой нагрузкой с помощью “нуля”:

$$f_{ez} = f_{fp(light load)};$$

$$f_{ep} = f_{z(ESR)}.$$

Ширина полосы системы с закрытым контуром должна быть равна или меньше 10 кГц. Величина усиления, которую следует добавить с помощью усилителя ошибки для достижения такой ширины полосы, составляет

$$G_{хо} = 20 \text{Log} (10 \text{ кГц} / 11 \text{ Гц}) - 23,4 \text{ дБ} = 36,6 \text{ дБ}$$

или в виде абсолютного усиления — 63.

Рассчитаем параметры компенсирующих элементов, используя систему нумерации из Приложения Б:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi(3,9 \text{ кОм})(63)(20 \text{ кГц})} = 32 \text{ пФ};$$

$$R_2 = 3,9 \text{ кОм} (63) = 240 \text{ кОм};$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi(11,8 \text{ кОм})(240)} = 0,056 \text{ мкФ}.$$

Проектирование секции входного фильтра электромагнитных помех (см. Приложение Д)

Воспользуемся фильтр синфазных помех второго порядка. Основное назначение фильтра электромагнитных помех — фильтрация коммутационных помех и их гармоник из входной линии электроснабжения. Начнем с оценки величины затухания, требуемого на заданной частоте переключений.

Для начала предположим затухание 24 дБ при частоте 50 кГц. Это делает частоту излома характеристики фильтра синфазных помех равной

$$f_c = f_{sw} 10^{\left(\frac{Att}{40}\right)},$$

где Att — необходимое затухание при заданной частоте переключений (в отрицательных дБ).

$$f_c = (50 \text{ кГц}) 10^{\left(\frac{-24}{40}\right)} = 12,5 \text{ кГц}.$$

Примем, что коэффициент затухания ζ , равный 0,707 или более, в данном случае хорошо подходит, поскольку обеспечивает -3 дБ затухания на частоте излома характеристики и не производит помех вследствие “звона”. Примем также, что индуктивность входной линии составляет 50 Ом, поскольку это значение используется в тестах LISN, выполняемых нормативными агентствами. Рассчитаем значения, необходимые для синфазного индуктора и конденсаторов “Y”:

$$L = \frac{R_v \cdot \zeta}{\pi \cdot f_c} = \frac{(50)(0,707)}{\pi(12,5 \text{ кГц})} = 900 \text{ мкГн};$$

$$C = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 L} = \frac{1}{[2\pi(12,5 \text{ кГц})]^2 (900 \text{ мкГн})} = 0,18 \text{ мкФ}.$$

Реально существующие конденсаторы не допускают такой большой емкости. Наибольшая емкость, при которой конденсатор проходит тест на переменный ток утечки, составляет 0,05 мкФ. Это — 27% от вычисленной нами емкости, так что для поддержания требуемой частоты излома характеристики индуктор должен быть увеличен на 360%. В этом случае индуктивность становится равной 3,24 мГн, а результирующий коэффициент затухания окажется равным 2,5, что вполне приемлемо.

Компания Coilcraft предлагает несколько серий дросселей (трансформаторов) фильтров синфазных помех. Изделие, ближайшее по параметрам к требуемому значению — это E3493. При такой конструкции фильтра можно ожидать минимум — 40 дБ между частотами 500 кГц и 10 МГц. Если позже на этапе тестирования устойчивости к электромагнитным помехам будет обнаружена потребность в дополнительной фильтрации, то можно просто добавить к конструкции фильтра третий порядок, воспользовавшись фильтром помех при дифференциальном включении.

Диаграммы усиления и фазы для полученного источника питания представлены на рис. 3.71, а его окончательная схема — на рис. 3.72.

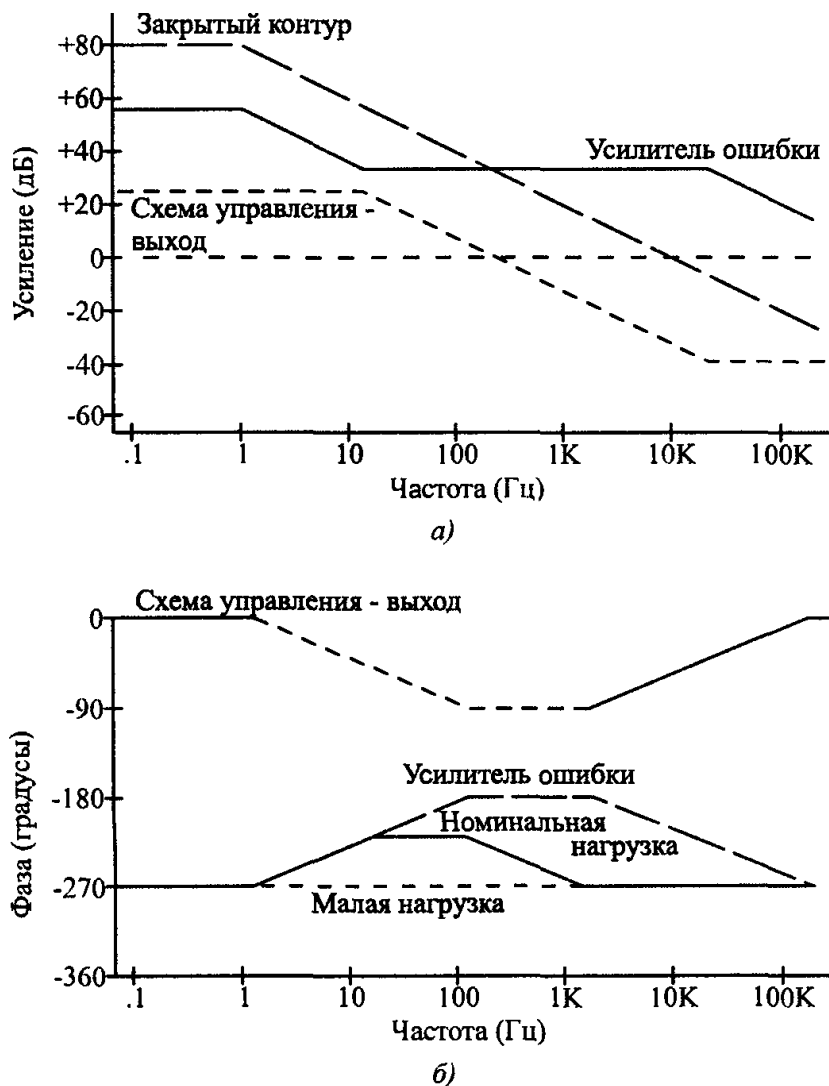


Рис. 3.71. Дивграммы усиления и фазы для примера проекта 3.15.3:
а — диаграмма усиления; б — фазовая диаграмма

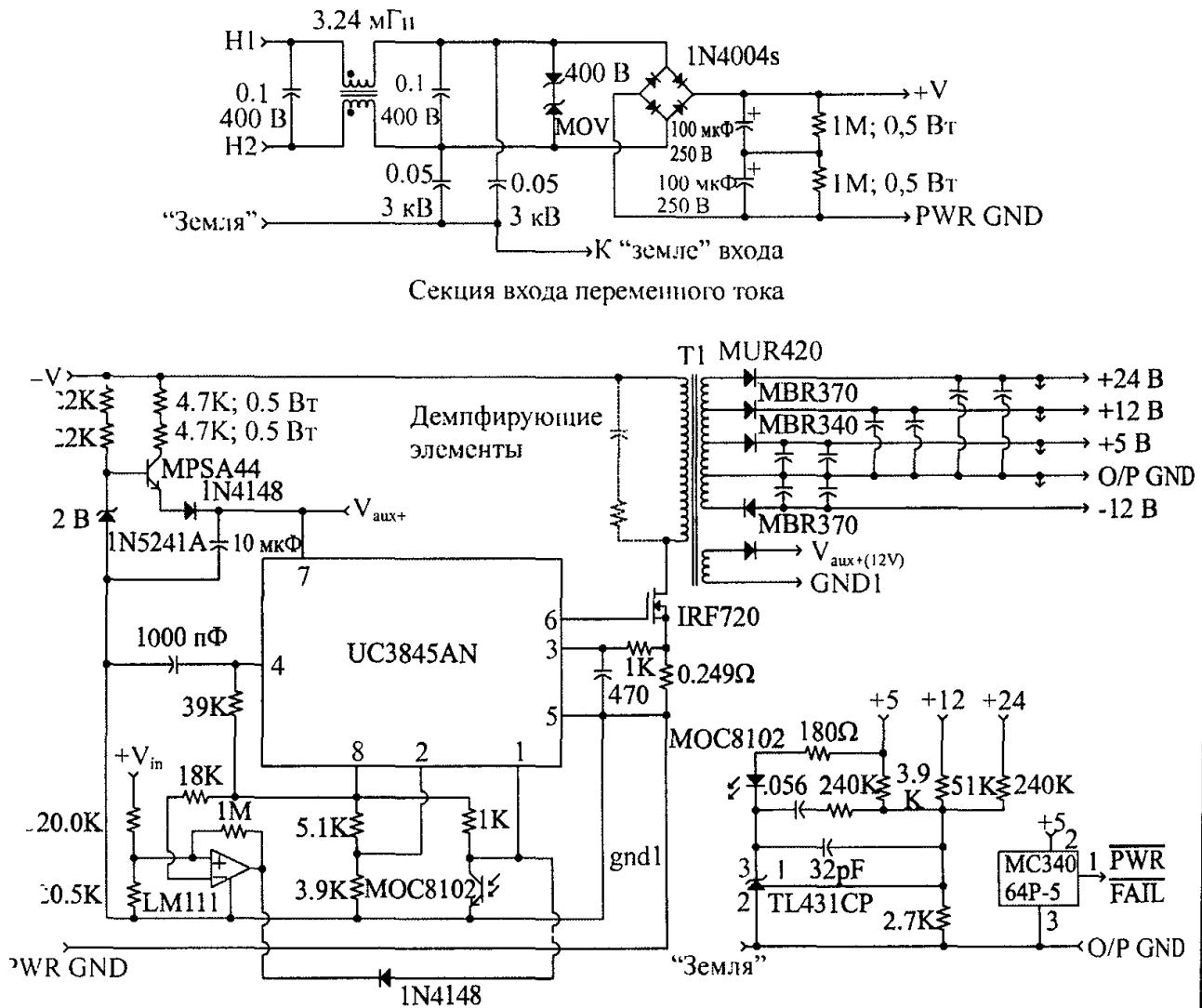


Рис. 3.72. Автономный обратноходовый преобразователь на 65 Вт

3.15.4. Автономный полумостовой преобразователь на 280 Вт

Этот импульсный источник питания предполагается использовать в качестве повышающего преобразователя внутри распределенной системы питания. Он будет обеспечивать “безопасное” напряжение на шине 28 VDC. Проектируемый источник имеет вход переменного тока, на котором должно быть изменено ответвление, чтобы входное напряжение системы питания было или 110 В, или 240 В. Конечная схема источника питания показана на рис. 3.77.

Проектная спецификация

Диапазоны входного напряжения:

- от 90 до 130 VAC, 50/60 Гц;
- от 200 до 240 VAC, 50/60 Гц.

Выходное напряжение: +28 VDC при номинальном максимальном токе 10 А, минимум тока нагрузки — 1 А.

Напряжение пульсаций на выходе: 50 мВ (двойная амплитуда).

Стабилизация выхода: ±2%.

Предпроектные оценки “черного ящика”

Номинальная выходная мощность: $P_0 = 28 \text{ В} \cdot 10 \text{ А} = 280 \text{ Вт}$.

Оценка входной мощности: $P_{in(est)} = 280 \text{ Вт} / 0,8 = 350 \text{ Вт}$.

Напряжения входа постоянного тока (для 110 VAC используется удвоитель напряжения):

- от 110 VAC: $V_{in(low)} = 2 \cdot 1,414 \cdot 90 \text{ VAC} = 254 \text{ VDC}$;
 $V_{in(hi)} = 2 \cdot 1,414 \cdot 130 \text{ VAC} = 368 \text{ VDC}$;
- от 220 VAC: $V_{in(low)} = 1,414 \cdot 185 \text{ VAC} = 262 \text{ VDC}$;
 $V_{in(hi)} = 1,414 \cdot 270 \text{ VAC} = 382 \text{ VDC}$.

Средние входные токи (постоянные):

- наибольшее среднее: $I_{in(max)} = 350 \text{ Вт} / 254 \text{ VDC} = 1,38 \text{ А}$;
- наименьшее среднее: $I_{in(min)} = 350 \text{ Вт} / 382 \text{ VDC} = 0,92 \text{ А}$.

Оценка максимального тока: $I_{pk} = 2,8 \cdot 280 \text{ Вт} / 254 \text{ VDC} = 3,1 \text{ А}$.

Проектные решения

В нашем проекте будет использована полумостовая топология с управлением в токовом режиме. В нем будет применяться плавный запуск для минимизации бросков при пуске системы. Источник питания должен удовлетворять нормам безопасности UL, CSA и VDE.

Примем, что источник питания будет функционировать с рабочей частотой 100 кГц, а в качестве микросхемы контроллера выберем MC34025P.

Проектирование трансформатора (см. раздел 3.5.3)

Вспользуемся сердечником типа “Ш-Ш”, поскольку у него наибольшая среди других типов сердечников область для обмоток. Большая область намотки необходима для размещения всех дополнительных изоляционных слоев, требуемых для сертификации VDE. Для биполярных обратных преобразователей воздушный зазор не требуется. Материал сердечника — 3С8 (феррокскуб), или “F”, от компании Magnetics, Inc. Этот материал обеспечит разумные потери сердечника на принятой частоте функционирования.

Примерный размер сердечника для данного применения составляет 33 мм для каждой стороны. Больше всего этому значению соответствует сердечник от Magnetics, Inc. под номером F-43515. Кроме него, следует также заказать сердечник под номером F-44317 (следующий по размеру сердечник) на случай, если размеры обмоток выйдут за пределы площади окна.

Выполним расчеты для сердечника F-43515. При вычислении количества витков первичной обмотки следует учитывать начальное состояние запуска, при котором на первичную обмотку подается полное входное напряжение в первые несколько миллисекунд работы. Проектировщик должен удостовериться в том, что трансформатор в течение этого периода не войдет в режим насыщения. В этом случае расчетными условиями трансформатора становятся максимальная температура окружающей среды и наибольший специфицированный переменный ток. Количество витков, необходимых для первичной обмотки, составляет

$$N_{pri} = \frac{(382 \text{ В}) \cdot 10^8}{4(100 \text{ кГц})(2800 \text{ Гс})(0,904 \text{ см}^2)} = 37,7.$$

Принимаем $N_{pri} = 38$ витков.

Примечание

В состоянии устойчивого функционирования это даст значение B_{max} 1300–1500 Гс.

$$N_{\text{sec}} = \frac{1,1(28 \text{ В} + 0,5 \text{ В})(38)}{(254 \text{ В} - 2 \text{ В})(0,95)} = 4,97.$$

Поскольку на сердечнике типа “Ш-Ш” не может быть нецелого количества витков, округляем это значение до 5 витков. В результате будет получен максимальный рабочий цикл при минимальном входном напряжении, равном

$$\frac{4,95}{5,0} = \frac{X}{0,95}, \quad X = 94\%.$$

Это значение приемлемо. Для вспомогательной обмотки получим:

$$\frac{5 (12,5 \text{ В})}{28,5 \text{ В}} = 2,2.$$

Округление этой величины до двух витков даст на низковольтной линии напряжение вторичной обмотки, равное 11,4 В, что вполне приемлемо.

Калибры проводов по AWG:

- первичная обмотка — #19 или эквивалентный;
- вторичная обмотка — #12 или эквивалентный;
- дополнительная обмотка — #28.

Методика намотки трансформатора

Выполним намотку с перемежением. Первичная обмотка будет состоять из четырех жил провода #22 по AWG, а вторичная — из фольги толщиной 5 мил и шириной 12 мм. Вначале на катушку наматываются две жилы первичной вместе с дополнительной обмоткой, а затем — три слоя майларовой пленки толщиной 1 мил для изоляции. Затем на сердечник наматывается вторичная обмотка. Далее добавляется еще один слой майларовой пленки и оставшиеся две жилы первичной обмотки. После этого обмотки покрываются по меньшей мере двумя слоями майларовой пленки. Этот процесс иллюстрирует рис. 3.73.

Выбор мощных полупроводников

Ключи (см. разделы 3.4 и 3.7):

$$V_{\text{DSS}} > V_{\text{in}} > 382 \text{ VDC}, \text{ принимаем } 500 \text{ В};$$

$$I_{\text{D}} > I_{\text{in(av)}} > 2,75 \text{ А}, \text{ принимаем } > 4 \text{ А}.$$

Выбираем транзистор IRF730.

Выходные выпрямители:

$$V_{\text{R}} > 2V_{\text{out}} = 56 \text{ VDC}, \text{ принимаем } > 70 \text{ VDC};$$

$$I_{\text{FWD}} > I_{\text{out(max)}} > 10 \text{ А}, \text{ принимаем } 20 \text{ А}.$$

Выбираем диоды MBR20100CT.

Проектирование выходных фильтров

Минимальная индуктивность выходного фильтра переменного тока составляет (см. раздел 3.5.5):

$$L_{\text{о(мин)}} = \frac{(47 \text{ В} - 28 \text{ В})(4,25 \text{ мкс})}{1,4(1 \text{ А})} = 57,6 \text{ мкГн}.$$

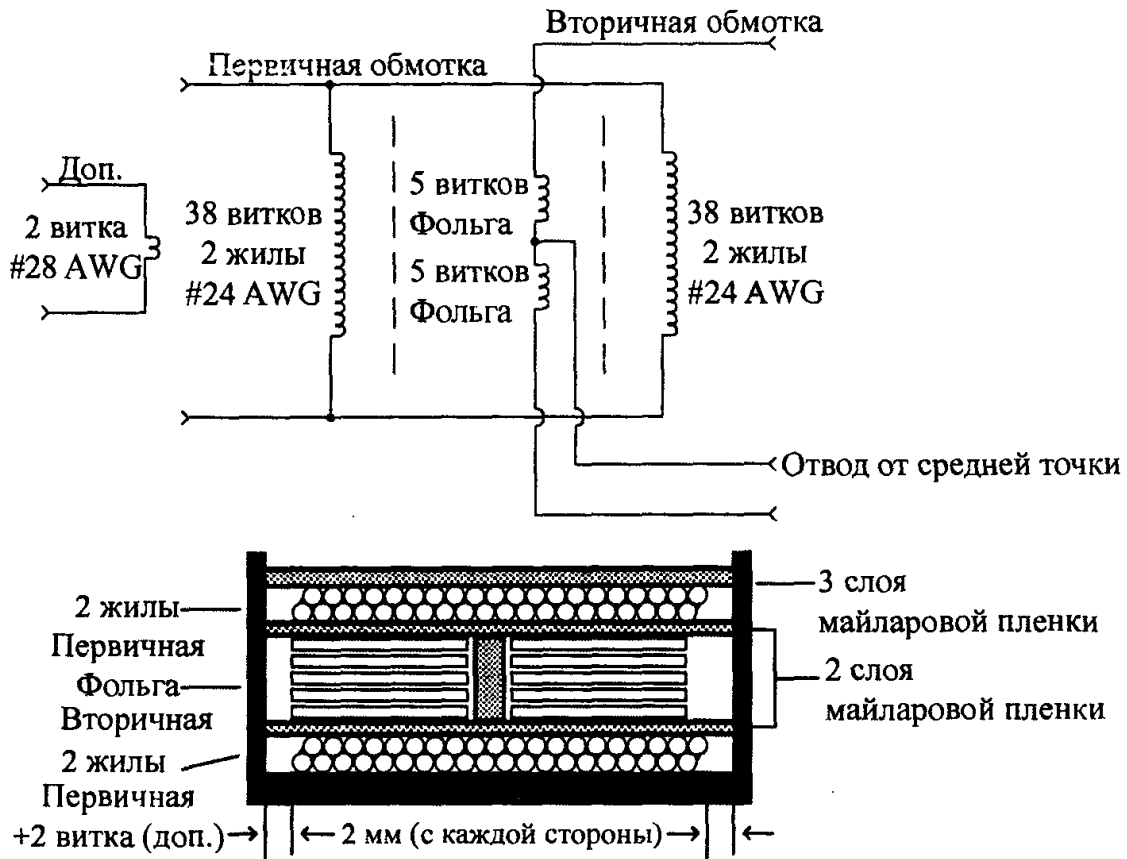


Рис. 3.73. Конструкция трансформатора

Используя метод LI^2 определения размеров кольцевого МРР-сердечника, выбираем сердечник компании Magnetics, Inc. под номером 55930A2. Количество витков:

$$N_{\text{об}} = 1000 \sqrt{\frac{0,576}{157}} = 19,2 \text{ витков (округляем до 20)}.$$

Общий калибр провода для сердечника должен быть #12 по AWG. Для минимизации скин-эффектов воспользуемся 100-жильным литцендратом.

Минимальная емкость выходного фильтра (см. раздел 3.6):

$$C_{\text{о(мин)}} = \frac{(10 \text{ A})(4,25 \text{ мкс})}{0,05 \text{ В}} = 850 \text{ мкФ}.$$

Получим эту емкость с помощью четырех включенных параллельно оксидно-электролитических алюминиевых конденсаторов емкостью 220 мкФ каждый. Это даст на каждом конденсаторе RMS пульсирующего тока менее 3 А.

Для проектирования дроссельной катушки выходного фильтра постоянного тока (см. раздел 3.5.7) вернемся к графику зависимости магнитной проницаемости от смещения постоянного тока, показанному на рис. 3.22, и выберем проницаемость, которая не будет чрезмерно деградировать при разумном уровне смещения. В данном случае выберем сердечник 60μ уровня "Н" (40 Э).

Используя размер сердечника, вычисленный выше, по формуле (3.33) найдем количество витков обмотки катушки:

$$N = \frac{(400)(6,35 \text{ см})}{0,4\pi(10 \text{ A})} = 20,2 \text{ витков (принимаем 20)}.$$

Нам по-прежнему потребуется провод #12 по AWG, и, поскольку литцендрат легче наматывать на сердечник, будем использовать именно его. Других причин применения провода этого типа для данного приложения нет.

Проектирование трансформатора управления затвором (см. раздел 3.5.8)

Эта процедура идентична той, которая применялась при проектировании прямоходового силового трансформатора. Воспользуемся небольшим сердечником типа “Ш-Ш” и разделим первичную и вторичную обмотки несколькими слоями изолирующей майларовой пленки. Трансформатор управления затвором имеет те же напряжения, что и главный трансформатор, и потому должен быть соответствующим образом изолирован. Изоляционная пленка не позволит сбоям полевого МОП-транзистора распространиться на схему управления. Воспользуемся сердечником без воздушного зазора от компании Magnetics, Inc. под номером F-41808EC.

Рассчитаем число витков первичной обмотки. Для этого воспользуемся формулой (3.18) (данный трансформатор проектируется так же как прямоходовой силовой трансформатор).

$$N_{\text{pri}} = \frac{(18 \text{ В}) \cdot 10^8}{4(100 \text{ кГц})(1800 \text{ Гс})(0,228 \text{ см}^2)} = 11 \text{ витков.}$$

Поскольку напряжение смещения входной схемы управления составляет 15 В, следует принять коэффициент трансформации равным 1:1. Таким образом, на вторичной обмотке также будет 11 витков.

Вначале наматывается первичная обмотка, а затем — два слоя изолирующей майларовой пленки. Для вторичных обмоток применим бифилярную намотку, которую затем покрываем двумя слоями майларовой пленки. Калибр проводов для обеих обмоток — #30 по AWG.

Проектирование схемы запуска (см. раздел 3.10)

Воспользуемся такой же схемой запуска как и в предыдущем примере проекта источника питания. Для микросхем управления, имеющих небольшой гистерезис напряжения, таких как MC34025, схема запуска должна выдерживать полный рабочий ток микросхемы и ток управления полевым МОП-транзистором в периоды перегрузки по току и запуска. Обеспечивая дополнительное напряжение от основного трансформатора, которое выше, чем “стабилизированный” выход каскада запуска, мы отсекаем любой ток, протекающий в процессе работы через резисторы в цепи коллектора, создающего большое рассеяние. Это сэкономит несколько ватт мощности при нормальной работе источника питания.

Транзистор работает как линейный стабилизатор, очень ограниченный по току. Здесь резисторы в цепи коллектора рассеивают много мощности, хотя транзистор должен быть в состоянии проявлять около одного ватта рассеяния при температуре окружающей среды до +50°C. Это приводит к использованию корпуса TO-220. Кроме того, транзистор должен выдерживать 400 VDC напряжения пробоя. Для этой цели более, чем достаточно, будет использовать транзистор TIP50.

Общее сопротивление коллекторных резисторов (два последовательно включенных резистора на случай возникновения напряжения пробоя) должно быть примерно следующим:

$$R_{\text{Coll}} = 254 \text{ В} / 15 \text{ мА} = 16,9 \text{ кОм.}$$

Принимаем два резистора по 8,2 кОм каждый. Мощность, рассеиваемая этими резисторами, составляет

$$P_{\text{D(max)}} = (382 \text{ В})^2 / 16,4 \text{ кОм} = 8,8 \text{ Вт.}$$

При последовательном включении двух резисторов по 8,2 кОм, 5 Вт каждый мы распределяем между ними рассеяние, а также гарантируем, что на этих резисторах не появится напряжение их пробоя.

Для резисторов в цепи базы имеем:

$$R_{\text{base}} = 254 \text{ В} / 0,5 \text{ мА} = 508 \text{ кОм (принимаем 510 кОм)}.$$

И опять включим два резистора последовательно, чтобы избежать проблем с напряжением пробоя (резисторы на 250 В и 0,25 Вт). Таким образом, будем использовать два резистора по 240 кОм на 0,25 Вт.

Проектирование схемы контроллера

В качестве общей стратегии управления выбираем управление по току. Промышленными стандартными являются контроллеры UC3525N или MC34025P. Микросхема может быть сконфигурирована как контроллер, работающий в токовом режиме или в режиме по напряжению. Воспользуемся конфигурацией управления в токовом режиме.

Частота осциллятора устанавливается по диаграмме тактирования. Для обеспечения рабочей частоты в 100 кГц значения RT и CT должны быть:

$$RT = 7,5 \text{ кОм};$$

$$CT = 2200 \text{ пФ}.$$

Проектирование схемы считывания тока

Для считывания импульсов тока первичной обмотки воспользуемся токовым трансформатором, поскольку в полумостовой топологии резистивные методы непрактичны. Несколько производителей для такой цели изготавливают токовые трансформаторы с намоткой на кольцевой сердечник. Компания Coilcraft выпускает токовые трансформаторы с катушками на 50, 100 и 200 витков на вторичной обмотке. Для получения репрезентативных форм волны данного уровня, используемых для работы со схемой управления, необходимо определить напряжение на вторичной обмотке. Напряжение, которое должно быть на выходе токового трансформатора:

$$V_{\text{CT(sec)}} = V_{\text{sc}} + 2V_{\text{fwd}} = 1,0 \text{ В} + 2 \cdot 0,65 \text{ В} = 2,3 \text{ В}.$$

Выбрав для токового трансформатора коэффициента трансформации 100:1, получаем силу тока через вторичную обмотку:

$$I_{\text{sec}} = (N_{\text{pri}} / N_{\text{sec}}) I_{\text{pri}} = 3,1 \text{ А} / 100 = 31 \text{ мА}.$$

Резистор, требуемый для преобразования этого тока в необходимое напряжение, имеет сопротивление

$$R_{\text{sc}} = 2,3 \text{ В} / 31 \text{ мА} = 75 \text{ Ом}.$$

С целью улучшения схемы компенсации наклона, зависящей от резистора для постоянного заземления, разделим этот резистор между вторичной обмоткой токового трансформатора и последующими выпрямителями. Удваиваем сопротивление этих двух резисторов (150 Ом каждый), так что, когда диоды находятся в проводящем состоянии, “чистая” величина сопротивления будет та же самая.

Для выхода, по которому считывается ток, необходимо добавить фильтр небольших всплесков переднего фронта. Для того чтобы поддерживать временную задержку на разумном уровне, воспользуемся резистором на 1 кОм и конденсатором на 470 пФ.

Компенсация наклона

Каждое приложение, работающее в токовом режиме, превышающее 50% рабочего цикла, должно содержать компенсацию наклона пилообразной волны тока. В противном случае источник питания будет работать нестабильно всякий раз, когда рабочий цикл превысит 50%. Это обычно реализуют путем добавления к форме волны тока некоторой пилообразной волны сигнала осциллятора. Это увеличивает наклон формы волны тока и, следовательно, раньше отключает компаратор считывания тока. Распространенной проблемой в данном случае является непреднамеренное нагружение осциллятора, поэтому для буферизации осциллятора воспользуемся эмиттерный повторитель типа р-п-р. Конфигурация этой схемы представлена на рис. 3.74.

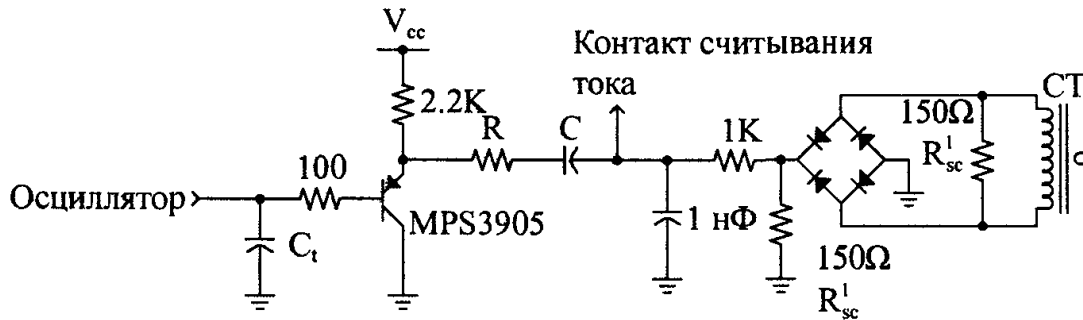


Рис. 3.74. Контакт схемы компенсации наклона волны тока

Конструкция схемы компенсации наклона почти всегда носит качественный характер и, в конечном счете, должна корректироваться на этапе компоновки платы. Для того чтобы оценить, какое требуется дополнительное пилообразное напряжение для поддержания устойчивости источника питания, используется следующая формула, в которой A_i — это влияние усиления или понижения трансформаторов между выходом контактом считывания тока:

$$S_c = \frac{V_{sec} (\partial_{max} - 0,18) A_i}{L_o} = \frac{V_{sec} (\partial_{max} - 0,18) N_{sec} \cdot N_{1CT} R_{sc}}{L_o \cdot N_{pri} \cdot N_{2CT}} =$$

$$= \frac{32 \text{ В}(0,94 - 0,18)(5)(1)(75 \text{ Ом})}{(58 \text{ мкГн})(38)(100)} = 4,1 \cdot 10^4 \text{ В/мкс.}$$

Фактический уровень пилообразного напряжения, необходимого для сложения с пилообразным сигналом тока в конце наибольшего времени включения, составляет:

$$\Delta V_T = 4,1 \cdot 10^4 \text{ В/мкс} \cdot 4,25 \text{ мкс} = 0,174 \text{ В.}$$

Компоненты, включенные между эмиттерным повторителем и конденсатором фильтра для считывания тока, можно рассматривать как резисторный делитель. На контакте 7 (резистор 1 кОм) должно быть подано дополнительное напряжение 0,17 В, поэтому сила тока, который должен попадать на этот узел, составляет $0,17 \text{ В} / 1 \text{ кОм} = 17 \text{ мкА}$. Емкостная связь р-п-р-транзистора с контактом 7, по существу, центрирует форму волны осциллятора на пилообразном сигнале тока. Таким образом,

$$R_{sc} = \frac{V_{osc}}{2 \cdot I_{sc}} = \frac{4,5 \text{ В} - 2,3 \text{ В}}{2(170 \text{ мкА})} = 6,47 \text{ кОм (принимается } 6,2 \text{ кОм)}.$$

Проектирование контура обратной связи по напряжению

Контур обратной связи по напряжению должен быть изолирован от первичной обмотки ко вторичной. Выберем метод изоляции с помощью оптрона. Схема обратной связи по напряжению будет соответствовать рис. 3.75.

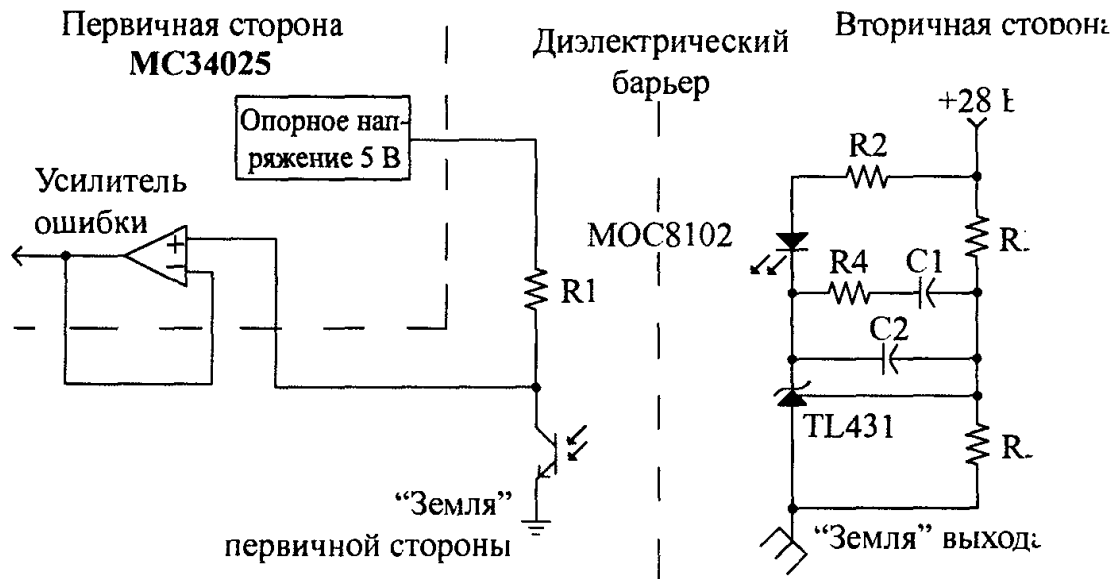


Рис. 3.75. Схема обратной связи по напряжению

Усилитель ошибки внутри MC34025 содержит двухтактную выходную цепь. Это означает, что выход этой схемы нелегко корректировать. Она будет использоваться как простой повторитель напряжения, а функцию усилителя ошибки будет полностью реализована внутри TL431 на вторичной стороне источника питания.

Начиная со вторичной стороны источника питания, назовем считываемый ток через резисторный делитель считывания напряжения равным приблизительно 1 мА (или 1 кОм на 1 В). Ближайшее сопротивление для нижнего резистора составляет 2,7 кОм, а фактический ток считывания будет иметь силу 0,926 мА. Можно сразу же вычислить сопротивление верхнего резистора (R3):

$$R_{\text{upper}} = (28 - 2,5)\text{В} / 0,926 \text{ мА} = 27,54 \text{ кОм (принимаем 27 кОм)}.$$

Сопротивление резистора, который обеспечивал бы ток смещения через оптрон и TL431, определяется по требованиям, предъявляемым к минимальному рабочему току через TL431. Этот ток составляет минимум 1 мА. Примем, что максимальный ток через эту ветвь имеет силу 6 мА, тогда сопротивление резистора смещения (R5) будет:

$$R_{\text{bias}} = (28 - (2,5 + 1,4))\text{В} / 6 \text{ мА} = 4016 \text{ Ом (принимаем 3,9 кОм на 0,25 Вт)}.$$

На первичной стороне источника питания на транзисторном выходе оптрона будет простой усилитель с общим эмиттером. Элемент MOC8102 имеет типичный коэффициент усиления по току 100% с допуском $\pm 25\%$. Когда элемент TL431 полностью включен, от транзистора в MOC8102 будет отбираться 6 мА тока. Транзистор в это время должен быть в состоянии насыщения, поэтому его коллекторный резистор (R1) будет иметь сопротивление

$$R_{\text{collector}} = (5 - 0,3)\text{В} / 6 \text{ мА} = 783 \text{ Ом (принимаем 820 Ом)}.$$

На этом проектирование схемы некомпенсированной обратной связи по напряжению завершено.

Проектирование компенсации обратной связи по напряжению (см. Приложение Б)

Прямоходовые преобразователи с управлением по току имеют характеристику однополюсного фильтра. Оптимальная компенсация — это метод компенсации с одним полюсом и одним “нулем”.

Начнем с вычисления приблизительных элементов характеристики “схема управления – выход”. Внутреннее усиление источника питания с разомкнутым контуром составляет:

$$A_{DC} = \frac{V_{in}}{\Delta V_c} \cdot \frac{N_{sec}}{N_{pri}} = \frac{(382 \text{ В})(5)}{(1 \text{ В})(38)} = 50,2.$$

Если это выразить в децибелах (дБ), смещение по постоянному току источника питания будет равно

$$G_{DC} = 20 \text{Log}(A_{DC}) = 34 \text{ дБ}.$$

Самый нижний полюс выходного фильтра проявляется при самой малой предполагаемой выходной нагрузке источника питания. Эквивалентное сопротивление малой нагрузки составляет 28 В / 1 А, или 28 Ом.

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_L C_o} = \frac{1}{2\pi(28 \text{ Ом})(880 \text{ мкФ})} = 6,5 \text{ Гц}.$$

“Ноль” на характеристике “схема управления – выход”, обусловленный ESR конденсатора выходного фильтра, можно найти двумя способами: если значение фактического ESR известна из спецификации конденсатора, то положение “нуля” можно вычислить; если же это не так, то его можно оценить приближенно. Воспользовавшись четырьмя параллельно включенными оксидно-электролитическими алюминиевыми конденсаторами, можно урезать общую ESR до величины 1/4, которую показывают каждый конденсатор. Оценим положение “нуля” при 10 кГц.

Используя процедуру, описанную в Приложении Б, найдем положение полюса и “нуля” внутри цепи компенсации усилителя ошибки:

$$f_{ez} = f_{fp} = 6,5 \text{ Гц};$$

$$f_{ep} = f_{z(\text{ESR})} = 10 \text{ кГц}.$$

Выбираем полосу пропускания закрытого контура (f_{x0}) источника питания равной 6 кГц. Она могла бы составлять 15–20 кГц, однако на половине частоты переключений присутствует двойной полюс. Если приблизится к нему слишком близко, то это приведет к нарушению запаса по фазе и по амплитуде закрытого контура.

Для достижения требуемой полосы пропускания закрытого контура усилитель ошибки должен добавлять усиление к конечной функции этого контура. Это усиление составляет:

$$G_{x0} = 20 \text{Log}(f_{x0}/f_{fp}) - G_{DC} = 20 \text{Log}(6000/6,5) - 34 \text{ дБ} = 25,3 \text{ дБ}.$$

Преобразовав это значение к абсолютному виду, получим:

$$A_{x0} = 10^{(G_{x0}/20)} = 18,4.$$

Зная или назначив величины для критических точек в характеристиках закрытого контура, можно подсчитать фактические параметры компонентов (обозначения компонентов схемы соответствуют рис. 3.70).

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \cdot A_{x0} \cdot R_3 \cdot f_{cp}} = \frac{1}{2\pi(18,4)(27 \text{ кОм})(4000)} = 80 \text{ пФ};$$

$$R_4 = A_{x0} \cdot R_3 = 18,4 \cdot 27 \text{ кОм} = 496 \text{ кОм (принимаем 510 кОм)};$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi \cdot R_4 \cdot f_{ez}} = \frac{1}{2\pi(510 \text{ кОм})(6,5 \text{ Гц})} = 0,048 \text{ мкФ (принимаем 0,05 мкФ)}.$$

Проектирование выпрямителя и схемы входного фильтра (см. раздел 3.12)

Приблизительную емкость конденсатора входного фильтра можно определить по формуле:

$$C_{in} = \frac{I_{in(av)}}{8 \cdot f \cdot V_{ripple(p-p)}} = \frac{1,38 \text{ А}}{8(120 \text{ Гц})(20 \text{ В})} = 75 \text{ мкФ}.$$

Стандартные диоды с накоплением заряда, использованные в выпрямительном мосту, должны выдерживать самый большой средний ток, который может появиться в линии низкого переменного напряжения. Это было вычислено ранее при проведении предпроектных оценок “черного ящика”. Номинальный прямой ток должен иметь силу более 2 А, а минимальное запирающее напряжение должно в два раза превышать уровень максимально напряжения высоковольтной линии переменного тока. Это значение составляет более 764 В, поэтому для этой цели подойдет диод 1N5406.

Проектирование входного фильтра электромагнитных помех (см. Приложение Д)

Воспользуемся фильтром синфазных помех второго порядка. Его рабочая частота составляет 100 кГц. Для начала предположим 24 дБ затухания при частоте 100 кГц. Это дает частоту излома характеристики фильтра синфазных помех:

$$f_c = f_{sw} \cdot 10^{(Att/40)} = 100 \text{ кГц} \cdot 10^{(-24/40)} = 25 \text{ кГц},$$

где Att — необходимое затухание при заданной частоте переключений (в отрицательных дБ).

Примем, что коэффициент затухания ζ , равный 0,707 или более, обеспечит затухание–3 дБ при заданной частоте излома характеристики и не будет создавать помех, обусловленных “звоном”. Примем также, что импеданс входной линии составляет 50 Ом, поскольку нормативные агентства используют тест LISN, который делает линейный импеданс равным именно этому значению. Рассчитаем величины, необходимые для индуктора и конденсаторов “Y”:

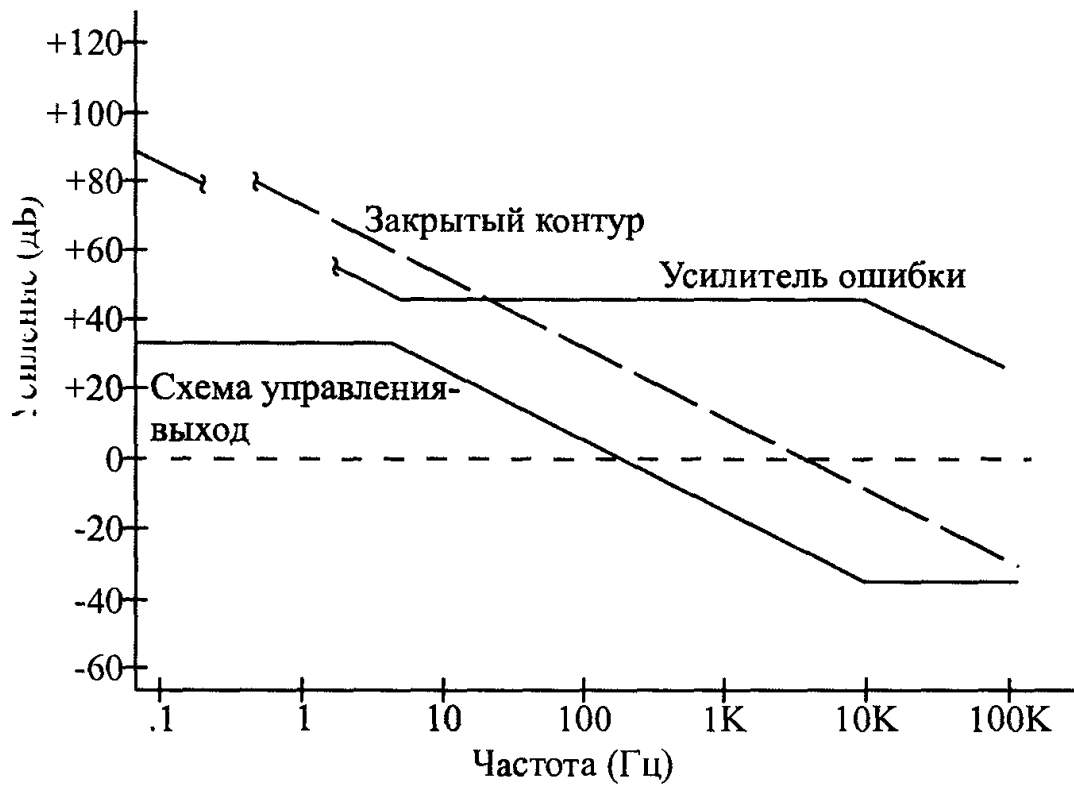
$$L = \frac{R_L \cdot \zeta}{\pi \cdot f_c} = \frac{(50)(0,707)}{\pi(25 \text{ кГц})} = 450 \text{ мкГн};$$

$$C = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 L} = \frac{1}{[2\pi(25 \text{ кГц})]^2(450 \text{ мкГн})} = 0,9 \text{ мкФ (принимаем 1 мкФ)}.$$

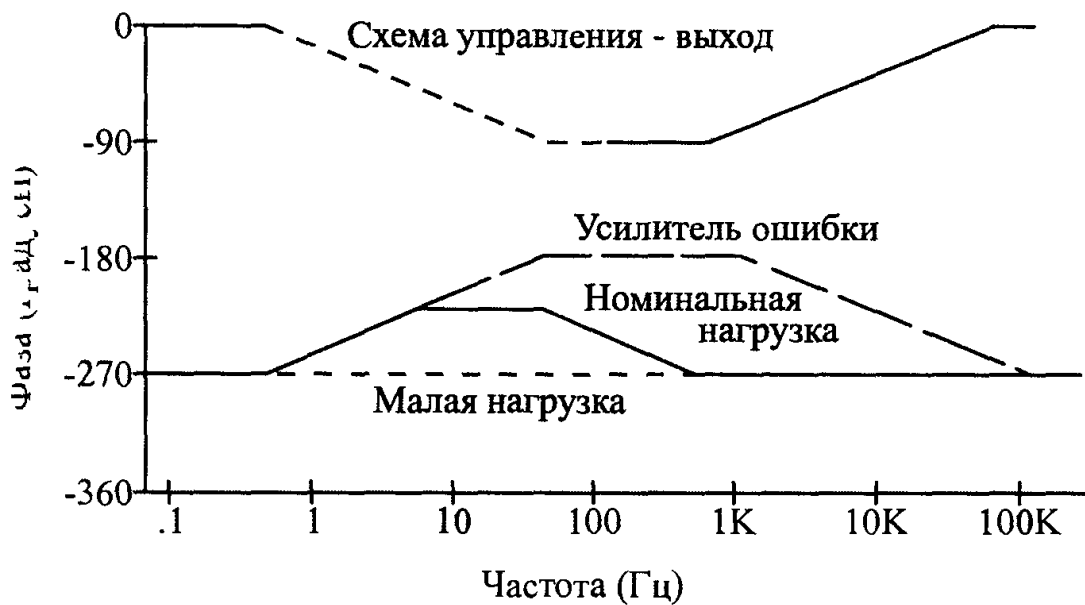
В действительности конденсаторов с такими параметрами не существует. Наибольшая емкость имеющихся конденсаторов, которые могут пройти тест по току утечки, составляет 0,05 мкФ. Это ровно 50% от вычисленного значения, так что индуктор должен быть увеличен на 200%, чтобы он мог поддерживать ту же частоту

излома характеристики. Таким образом, индукция составляет 900 мкГн, а результирующий коэффициент затухания будет равен 2,5, что вполне приемлемо.

Диаграммы усиления и фазы для данного примера показаны на рис. 3.76, а окончательная схема полученного импульсного источника питания — на рис. 3.77.



а)



б)

Рис. 3.76. Диаграммы усиления и фазы для примера проекта 3.15.4:
а — диаграмма усиления; б — фазовая диаграмма

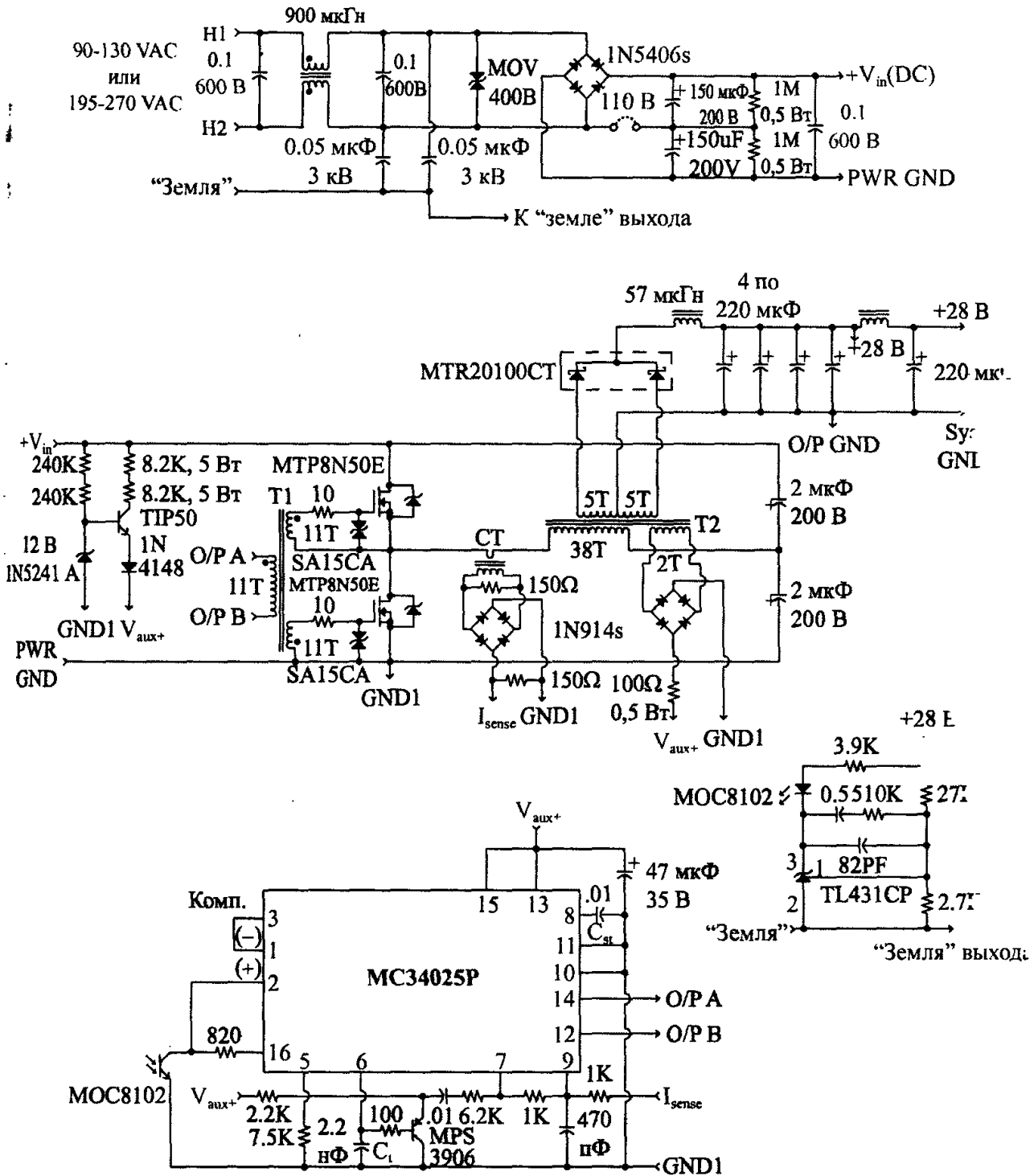


Рис. 3.77. Схема полумостового преобразователя на 280 Вт, 100 кГц

Методики формирования сигналов для увеличения КПД импульсного источника питания

За последние два десятилетия было проведено множество исследований и выполнена большая работа по увеличению КПД базовых импульсных источников питания с ШИМ. На протяжении 1980-х годов улучшения касались, главным образом, совершенствования полупроводниковых элементов и ферритовых материалов. Их вклад позволил повысить частоты переключений и повысить КПД на 5–10% по сравнению с КПД конструкций, основанных на биполярных транзисторах. Самые последние методики включают использование резонанса и переназначения заряда. Эти модификации, наряду с применением синхронных выпрямителей (там, где они применимы), позволили постепенно поднять КПД импульсных источников питания до 90% и выше.

Конечной целью последних схемных методик является снижение или исключение произведения “напряжение-ток”, главным образом в течение переходных процессов переключения. Такая “регулировка” формы волны внутри базового преобразователя с ШИМ может добавить источнику питания до 5–10% КПД, но при этом может значительно увеличить время разработки. Следует позаботиться о том, чтобы быстрое переключение заряда внутри секций питания не создавали новых источников электромагнитных помех. Конструкция печатной платы также становится существенным фактором в общем дизайне источника питания.

Любая энергия, которая была перенаправлена от силовых каскадов с целью увеличения КПД источника, должна быть возвращена обратно в секцию питания в то место, где эта энергия может быть восстановлена. В противном случае увеличения КПД не будет. Таким образом, для того чтобы получить какие-либо преимущества, необходимо хорошо понимать как функционирование источника, так и помещенной в него схемы регулировки.

4.1. Основные потери внутри импульсного источника питания с ШИМ

Для того чтобы увеличить КПД импульсного источника питания, необходимо идентифицировать и приблизительно измерить различные потери. Потери внутри импульсного источника питания можно грубо разбить на три категории: потери переключений, потери на электропроводность, статические и резистивные потери. Эти потери обычно возникают в комбинации друг с другом внутри “дырявых” компонентов, а обрабатываются раздельно.

В табл.3.3 раздела 3.4 были даны некоторые характеристики мест возникновения и значений потерь. Перечисленные в этой таблице потери имеют отношение к базовым импульсным источникам питания с ШИМ без приложения каких-либо усилий для того, чтобы увеличить их КПД. Следовательно, указанные значения КПД можно рассматривать как базовые для конкретной топологии. Области, в которых возникают основные потери, можно обнаружить в узлах переменного тока

внутри секции питания. В одном или нескольких узлах, в зависимости от того, используется или нет изолирующий трансформатор, можно обнаружить переходные процессы при переключении и состояния проводимости ключе и выпрямителей. Наиболее информативным узлом переменного тока является сток или коллектор ключа. Вторым наиболее важным узлом переменного тока является анод выходного выпрямителя. Эти узлы будут в центре нашего внимания при работе по увеличению КПД импульсных источников питания.

Потери, связанные с ключом

Ключ является одним из двух наиболее значительных источников потерь внутри типичного импульсного источника питания. Потери можно разбить, в основном, на две категории: *потери на электропроводность* (conduction losses) и *потери переключений* (switching losses). Потери первого типа возникают, когда ключ находится в замкнутом состоянии после стабилизации колебаний управления и переключения. Потери переключения происходят, когда ключ переходит в новое рабочее состояние. Колебания управления и переключения возникают в переходном состоянии. Эти периоды и их типичные формы волны показаны на рис. 4.1.

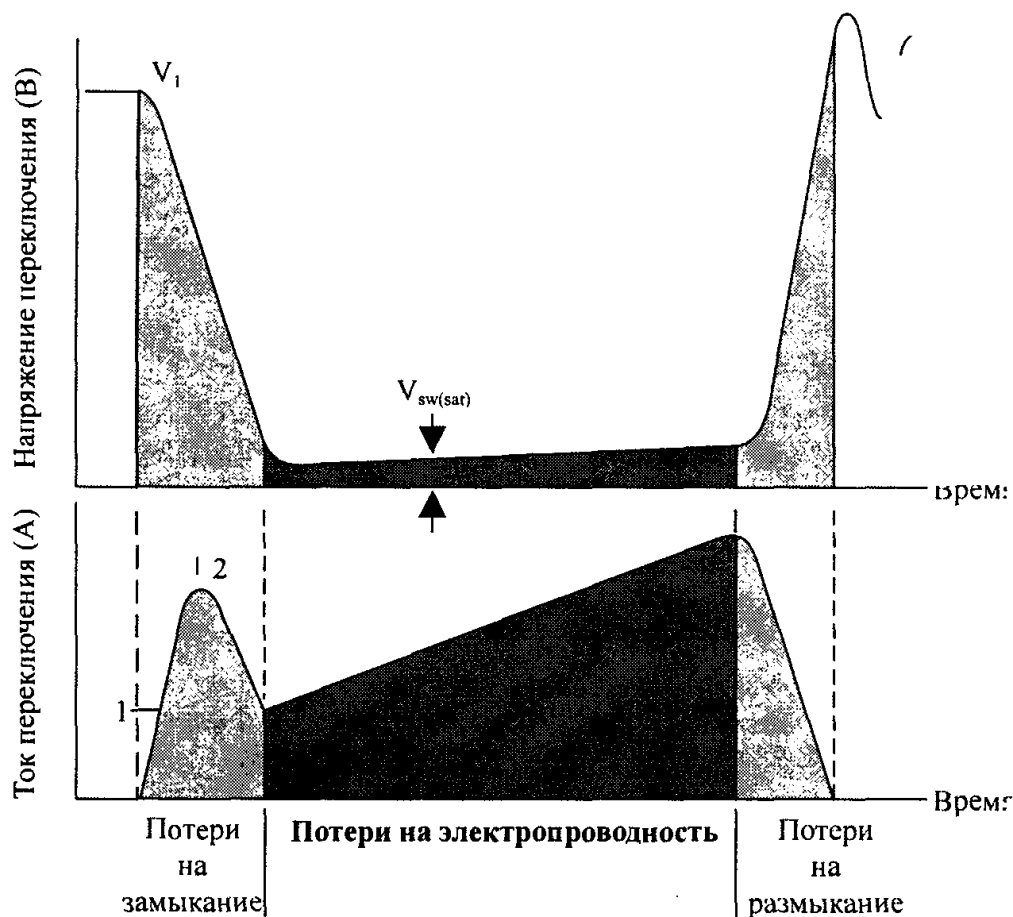


Рис. 4.1. Потери на ключе

Потери на электропроводность (t_2) вычисляются как произведение напряжения на контактах ключа и протекающего через него тока. Эти сигналы обычно практически линейны, и потери мощности в этот период можно вычислить по формуле:

$$P_{D(\text{conduct})} = V_{\text{sat}} \cdot I_{\text{sat}} \quad (4.1)$$

Для управления этими потерями обычно пытаются минимизировать падение напряжения на ключе в период времени его замыкания. Для этого проектировщик должен ввести ключ в состояние насыщения. Такие состояния представлены фор-

мулами (4.2). Они идентифицируются персвозбуждением базы или затвора таким образом, что ток через коллектор или стока управляются внешними элементами, а не самим ключом.

$$\text{Биполярный плоскостной транзистор: } P_{D(\text{conduct})} = V_{CE} \cdot I_C \quad (4.2, \text{a})$$

$$\text{МОП-транзистор: } P_{D(\text{conduct})} = R_{DS(\text{on})} \cdot (I_D)^2 \quad (4.2, \text{б})$$

Потери переключения во время переходных процессов ключа более сложны как по своей природе, так и по своему вкладу. Колебания, демонстрирующие потери, можно увидеть только с помощью осциллографа с зондом напряжения, подключенным к контактам стока и истока (коллектора и эмиттера) и токовым зондом, измеряющим ток через сток (коллектор). Метод определения величины потерь в период всех переходных процессов при переключении должен быть тщательно исследован с помощью зондов с экранированными кабелями и короткими соединительными проводами. Это связано с тем, что неэкранированные провода воспринимают помехи, излучаемые другими частями источника питания, и, таким образом, неточно представляют форму волны. После получения четких сигналов можно аппроксимировать площади под обеими кривыми как сумму элементарных площадей простых треугольников или прямоугольников. Например, потери на замыкание на рис. 4.1 можно записать в виде следующей формулы:

$$P_{D(\text{turn-on})} = f_{sw} [V_1 / 2 (I_1 + (I_2 - I_1) / 2)] t_{\text{turn-on}} \quad (4.3)$$

Этот результат (в ваттах) справедлив только для периода переходных процессов при замыкании ключа. Для получения общих потерь внутри ключа к результату формулы (4.3) следует добавить потери на размыкание ключа и потери на электропроводность.

Потери, связанные с выходным выпрямителем

Потери на выходном выпрямителе составляют от 40 до 65% общих потерь внутри типичного импульсного источника питания с асинхронным выпрямлением. По этой причине содержание данного подраздела очень важно. Формы волны, имеющие отношение к выходному выпрямителю, представлены на рис. 4.2.

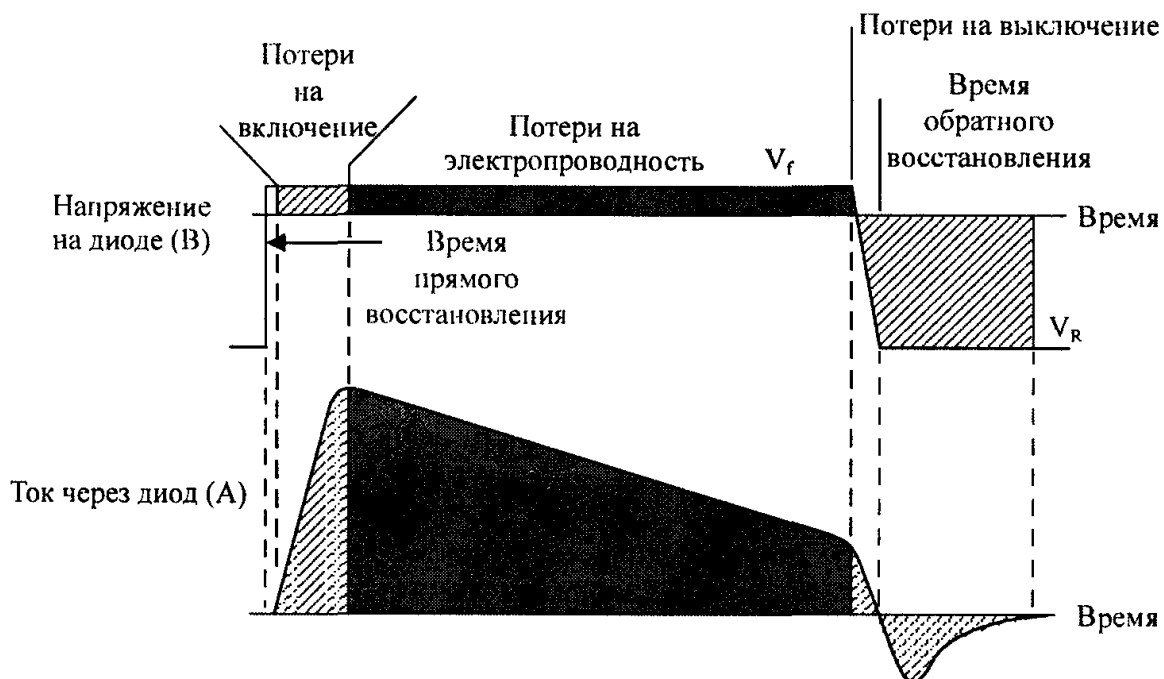


Рис. 4.2. Потери на выпрямителе

Потери на выпрямителе опять-таки можно разбить на три периода: потери на включение, потери на электропроводность и потери на выключение.

Потери на электропроводность происходят, когда колебания напряжения и тока стабилизируются, и выпрямитель находится в состоянии проводимости. Эти потери контролируются путем выбора выпрямителя с самым низким падением прямого напряжения для заданного рабочего тока. Диоды с р-п-переходом имеют более плоскую вольтамперную характеристику в прямом направлении, но характеризуются довольно большим падением напряжения (0,7–1,1 В). У диодов Шотки более низкое напряжение “излома” (0,3–0,6 В), но у них более резистивная вольтамперная характеристика. Это означает, что, по сравнению с р-п-диодами, прямое напряжение при больших токах возрастает более существенно. Количество потерь можно вычислить таким же способом, какой продемонстрирован в формуле (4.3), разбив участки переходных процессов на элементарные прямоугольные и треугольные области, которые затем используются для подсчета потерь в этот период.

Анализ потерь переключения выходного выпрямителя значительно более сложен. Внутреннее поведение самого выпрямителя является источником проблем внутри локальных цепей.

В момент включения переходные процессы контролируются характеристикой прямого восстановления выбранного выпрямителя. *Время прямого восстановления* (t_{fr}) — это время, требуемое диоду, чтобы начать проводить прямой ток после подачи на его выводы прямого напряжения. Для р-п-диодов с накоплением заряда это время может составлять от 5 до 15 нс. Выпрямители на диодах Шотки могут иногда давать более длительную характеристику прямого восстановления из-за высоких емкостей их внутреннего перехода. Хотя эти потери и незначительны, они могут создавать другие проблемы внутри источника питания. В период прямого восстановления индуктор или трансформатор имеют незначительный импеданс нагрузки, поскольку ключ разомкнут, и цепь выпрямителя продолжает оставаться разомкнутой. Это позволяет любой сохраненной энергии создавать “звон” в форме волны до тех пор, пока выпрямитель, наконец, не начнет проводить прямой ток и не зафиксирует электрический сигнал.

Во время переходных процессов выключения поведение выпрямителя определяется *характеристикой обратного восстановления*. Для р-п-диодов она обусловлена носителями, перехваченными внутри р-п-перехода, когда к контактам диода прикладывается обратное напряжение. Эти носители, имеющие ограниченную подвижность, должны изменить направление и покинуть р-п-переход с той стороны, с которой они первоначально поступили. Это выглядит так, как будто после подачи обратного напряжения через диод протекает обратный ток. Связанные с этим потери могут быть значительными, поскольку обратное напряжение может быстро подняться до очень высоких уровней прежде, чем заряд полностью уйдет из области р-п-перехода. Обратный ток может быть также отражен через любой силовой трансформатор и добавлен к потерям внутри ключа во время переходного процесса замыкания. Он может выглядеть как всплеск тока в период замыкания ключа (см. рис. 4.1).

Явление, подобное обратному восстановлению, может также возникать в выпрямителях на высоковольтных диодах Шотки. Это обусловлено не носителями, а высокой емкостью р-п-перехода, характерной для этого типа диодов Шотки. Высоковольтные диоды Шотки относятся к диодам с обратным напряжением пробоя выше 60 В.

Потери, связанные с конденсаторами фильтров

Конденсаторы входного и выходного фильтров не являются значительными источниками потерь в импульсном источнике питания, хотя и могут существенно влиять на его эксплуатационную долговечность. Некорректно выбранные входные конденсаторы могут привести к тому, что источник питания будет вести себя так, как будто его КПД ниже реального значения.

Каждый из конденсатор имеет небольшое последовательное сопротивление и индуктивность, зависящее от емкости конденсатора. *Эквивалентное последовательное сопротивление (ESR)* и *эквивалентная последовательная индуктивность (ESL)* являются паразитными элементами, обусловленными конструкцией конденсатора. Оба этих элемента стремятся изолировать внутреннюю емкость конденсатора от сигнала на его контактах. Следовательно, конденсатор будет иметь лучшие характеристики по постоянному току, но хуже работать на частоте переключения источника питания.

Входные и выходные конденсаторы являются только источниками (или приемниками) высокочастотных токов, создаваемых ключом или выходным выпрямителем. Так, изучив форму волны этих токов, можно точно определить силу токов, протекающих через ESR таких конденсаторов, что неизбежно приводит к внутреннему нагреванию. Главная задача при проектировании конденсаторов фильтров заключается в обеспечении поддержания внутреннего нагрева конденсатора на достаточно низком уровне, который гарантировал бы заданную долговечность источника питания.

Вычисление действительных потерь мощности, создаваемых ESR конденсатора, выполняют по формуле:

$$P_{D(\text{esr})} \approx (I_{\text{sw}})^2 R_{\text{ESR}} \text{ — входной конденсатор} \quad (4.4,а)$$

$$P_{D(\text{esr})} \approx (I_{\text{D}})^2 R_{\text{ESR}} \text{ — повышающий выходной конденсатор} \quad (4.4,б)$$

Здесь проблемы вызывает не только резистивная часть модели конденсатора. Если печатная плата скомпонована асимметрично между параллельно включенными конденсаторами, то индуктивность дорожек приведет к несбалансированному нагреванию конденсаторов и уменьшит долговечность самого горячего конденсатора.

Статические потери

Статические потери связаны со всеми функциями, требуемыми для работы схем питания. Это — все цепи, связанные с микросхемой контроллера и любыми цепями обратной связи где-либо в источнике питания. Статические потери обычно невелики по сравнению с другими потерями внутри источника, но их также можно проанализировать, чтобы внести какие-нибудь улучшения.

Первая схема, которая может “съесть” значительную часть мощности, — это схема запуска. Здесь постоянный ток обусловлен входным напряжением, так что схемы управления и драйвера получают достаточно энергии для запуска источника питания. Если схема запуска не останавливает ток после успешного запуска, то, в зависимости от входного напряжения, внутри этой схемы может постоянно рассеиваться до 3 Вт мощности.

Вторым значительным источником потерь является схема драйвера ключа. Для мощных биполярных транзисторов, используемых в качестве ключей, ток управления базой должен быть больше, чем максимальный ток стока, деленный на коэффициент усиления (h_{fe}) транзистора. Типичный коэффициент усиления мощных транзисторов находится в диапазоне 5–15. Это означает, например, что при максималь-

ном токе 10 А требуется ток, протекающий через базу, в пределах 0,66–2,0 А. Управляющее напряжение между базой и эмиттером составляет 0,7 В и, если этот ток не обусловлен напряжением, очень близким к указанной величине, то будут получены значительные потери.

Мощными полевыми МОП-транзисторами можно управлять с меньшими потерями, чем мощные биполярные транзисторы. К контакту затвора МОП-транзистора подключены два эквивалентных конденсатора: между затвором и истоком (C_{iss}) и между истоком и стоком (C_{rss}). Потери, которые дает драйвер затвора полевого МОП-транзистора, создаются из-за зарядки конденсаторов затвора от дополнительного напряжения для перевода транзистора в проводящее состояние, а также при разрядке этих конденсаторов на землю при запираии МОП-транзистора. Формула для вычисления потерь драйвера затвора имеет следующий вид:

$$P_{D(\text{gate})} \approx 0,5f_{sw} [C_{iss} (V_{\text{drive}})^2 + C_{rss} (V_D)^2]. \quad (4.5)$$

Единственное, что можно сделать с этими потерями, — выбрать полевой МОП-транзистор с низкими значениями C_{iss} и C_{rss} и по возможности низким максимальным напряжением управления затвором.

Потери, связанные с магнитными компонентами

Эта область очень сложна для среднего инженера-проектировщика из-за необычной природы терминологии магнетизма. Описываемые далее потери изготовители сердечников обычно представляют в графической форме, которую очень легко использовать. Мы рассматриваем эти потери для того, чтобы понять их природу.

Существует три основные потери, связанные с трансформаторами и индукторами: гистерезисные потери, потери от вихревых токов и резистивные потери. Эти потери следует контролировать при проектировании и конструировании трансформатора или индуктора.

Гистерезисные потери

Гистерезисные потери определяются, насколько большая площадь внутри кривой намагничивания охватывается в течение каждого рабочего цикла (см. рис. Г.3 из Приложения Г). Площадь, охватываемая частной петлей (minor-loop), соответствует количеству работы, требуемой для приложения силы к магнитным доменам внутри сердечника, чтобы некоторые из них остались переориентированными (остаточная магнитная индукция). Чем больше площадь охвата, тем выше гистерезисные потери. Эти потери определяются выражением (4.6):

$$P_{\text{hyst}} \approx k_h V_c f_{sw} (B_{\text{max}})^2, \quad (4.6)$$

где: k_h — постоянная гистерезисной потери для данного материала; V_c — площадь сердечника, см²; f_{sw} — частота переключений, Гц; B_{max} — максимальное отклонение рабочей магнитной индукции.

Как видно из этой формулы, потери пропорциональны частоте работы и квадрату максимальной рабочей магнитной индукции (B_{max}). Хотя эти потери не столь существенны, как потери внутри ключа и выпрямителей, они могут превратиться в проблему, если с ними надлежащим образом не разобраться. При частоте 100 кГц B_{max} должно составить около 50% магнитной индукции насыщения материала (B_{sat}). При частоте 500 кГц B_{max} должно быть не более 25% от B_{sat} , а при частоте 1 МГц B_{max} должно составлять примерно 10% от B_{sat} . Эти оценки основаны на поведении ферритового материала, обычно используемого в импульсных источниках питания (3С8 и т. п.).

Потери от вихревых токов

Потери от вихревых токов значительно меньше, чем гистерезисные потери, но значительно возрастают при повышении рабочей частоты. Это видно из представленной ниже формулы:

$$P_{\text{eddy}} \approx k_c V_c (f_{\text{sw}})^2 (B_{\text{max}})^2, \quad (4.7)$$

где k_c — постоянная потеря от вихревого тока для данного материала.

Вихревые токи (eddy current) — это круговые токи, индуцируемые в обширных областях внутри жил окружающих проводов и структур из-за присутствия сильных магнитных полей. Для уменьшения таких потерь обычный разработчик может сделать совсем немного.

Резистивные потери

Резистивные потери связаны с сопротивлением обмоток трансформатора или индуктора. Существует две формы резистивных потерь: по постоянному току и скин-эффекта. Резистивные потери по постоянному току представляют собой произведение сопротивления некоторого отрезка провода в обмотке и квадрата значения RMS формы волны тока. Скин-эффект (skin-effect) — это эффективное увеличение сопротивления провода из-за “выталкивания” тока от центра провода к его поверхности под действием сильных магнитных полей переменного тока. Ток протекает по меньшей площади поперечного сечения, что выглядит как уменьшение диаметра провода. Две описанные выше формы резистивных потерь объединены в следующем уравнении:

$$mr \approx r_{\text{DC}} \sqrt{\frac{8\pi^2 \cdot 10^{-7} f_{\text{sw}} u_r}{r_m}}, \quad (4.8)$$

где: mr — отношение сопротивления по переменному току к сопротивлению по постоянному току; r_{DC} — сопротивление проволоки по постоянному току, Ом; f_{sw} — частота переключений, Гц; u_r — относительная магнитная проницаемость материала провода; r_m — удельное сопротивление материала проводника.

Одножильный провод можно заменить трубчатым с толщиной стенки, определяемой по формуле:

$$dw = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{10^7 r_m}{f_{\text{sw}} u_r}}. \quad (4.9)$$

Индуктивность рассеяния (представленная небольшим индуктором расположенного последовательно с обмоткой) приводит к тому, что некоторая часть магнитного потока не взаимодействует с сердечником, а уходит в окружающий воздух и материалы. Его поведение не управляется трансформатором или индуктором, поэтому любой вносимый в обмотку импеданс, о котором идет речь, не влияет на поведение индуктора рассеяния.

Индуктивность рассеяния приводит к проблеме, поскольку она перехватывает энергию, которая не передается на нагрузку и приводит к “звону” внутри окружающих компонентов. Значение индуктивности рассеяния, проявляемой обмоткой, контролируется физической конструкцией трансформатора или индуктора. Оно варьирует от устройства к устройству, но приближается к номинальному.

Рассмотрим некоторые обобщенные эмпирические правила. К снижению индуктивности рассеяния, наблюдаемой в обмотке, приводят:

- физическое удлинение обмотки;

- уменьшение физического расстояния до сердечника;
- использование методик тесного взаимодействия обмоток;
- использование сходного коэффициента трансформации (т. е. близкого к 1:1).

Для типичного сердечника типа “Ш-Ш”, используемого в преобразователях постоянного тока, можно ожидать индуктивность рассеяния в пределах 3–5% индуктивности обмотки. В автономных преобразователях утечка, проявляемая первичной обмоткой, может достигать 12% индуктивности обмотки, если трансформатор должен строго соответствовать требованиям норм безопасности. Пленка, необходимая для изоляции обмоток, делает их короче и отодвигает от сердечника и друг от друга.

Как будет показано далее, паразитные потери, обусловленные индуктивностью рассеяния, можно обуздать.

В случае использования магнетиков постоянного тока, где-нибудь вдоль линии магнитной индукции сердечника обычно требуется воздушный зазор. В ферритовых сердечниках этот зазор расположен в центральном стержне сердечника. Магнитный поток исходит из одного конца сердечника и течет по направлению к противоположному концу. При этом поток отталкивает сам себя, в результате чего линии магнитной индукции “выпячиваются” в сторону от осевой линии сердечника. Наличие воздушного зазора создает область большой напряженности магнитного поля, которая может привести к возникновению внутри смежных проводов или внутри ближайших к сердечнику металлических структур вихревых токов.

4.1.1. Обзор основных паразитных элементов внутри импульсного источника питания

Рассматриваемые паразитные элементы — это непредусмотренные электрические характеристики физических элементов внутри схемы. Они обычно хранят энергию и взаимодействуют с другими элементами, что приводит к возникновению помех и потерь. Идентификация, определение величин и минимизация или устранение их влияния — это непростая задача для проектировщика. Паразитные характеристики усиливаются под влиянием колебаний переменного тока. Внутри типичного импульсного источника питания с высокими уровнями переменного тока имеется два главных узла: коллектор или сток ключа; анод выходного выпрямителя. Ниже основное внимание уделяется именно этим двум узлам.

Основные паразитные элементы в преобразователях

Во всех импульсных источниках питания существуют общие паразитные элементы. Их влияние обычно замечают при просмотре форм волны на главных узлах переменного тока внутри преобразователя. Некоторые из них, такие как внутренние емкости полевого МОП-транзистора, даже описаны в спецификациях физических компонентов. Некоторые паразитные элементы для двух типов распространенных преобразователей представлены на рис. 4.3.

Некоторые паразитные элементы, такие как емкости МОП-транзистора, четко определены, другие же могут быть распределены между различными узлами и объединяться, чтобы облегчить процесс моделирования. Попытки назначить величину этим плохо определенным паразитным элементам очень затруднены и обычно они рассматриваются лишь как эмпирические величины. То есть, когда приходит время перенаправить энергию, выбираются компоненты, которые обеспечивают наилучшие результаты.

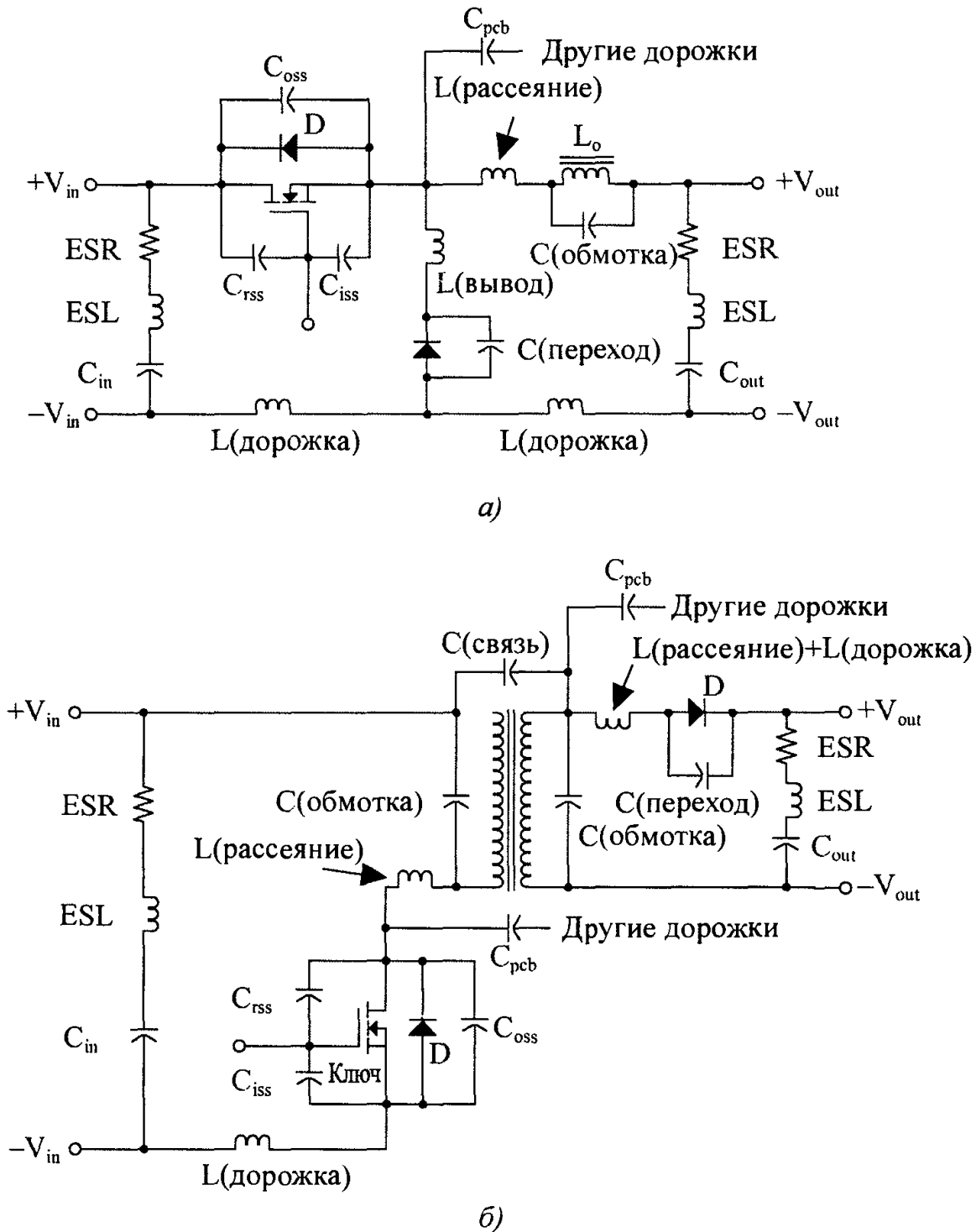


Рис. 4.3. Основные паразитные элементы в преобразователях:
 а — понижающий преобразователь; б — обратный преобразователь

Важно размещать паразитные элементы внутри схем в правильных местах, поскольку некоторые электрические ветви активны только в течение определенных периодов работы преобразователя. Например, емкость р-п-переходов выпрямителя имеет значение только тогда, когда выпрямитель является обратно-смещенным, и исчезает, когда на диоды подается прямое напряжение. В табл. 4.1 перечислены некоторые из наиболее легко идентифицируемых паразитных элементов, связанные с ними компоненты и обобщенный диапазон их значений. Некоторые специфические паразитные величины можно получить по спецификациям конкретных компонентов.

Таблица 4.1. Основные источники паразитных характеристик

Источник	Наименование	Типичный диапазон
Полевой МОП-транзистор	C_{oss}	100–800 пФ ¹⁾
	C_{iss}	200–3000 пФ ¹⁾
	C_{rss}	20–400 пФ ¹⁾
	Внутренний диод	0,2–1,0 I_D
	Индуктивность вывода	2–10 нГн
Выпрямитель	Индуктивность вывода	2–10 нГн
	Емкость р-п-перехода	20–400 пФ ²⁾
Конденсатор	ESR	0,05–10 Ом
	ESL	10–100 нГн
Индуктор	Индуктивность рассеяния	1–8% от L (обмотка)
	Емкость обмотки	~1,75 ln(T) пФ
Трансформатор	Индуктивности рассеяния	1–8% от L (обмотка)
	Емкости обмоток	~1,75 ln(T) пФ
	Потери в сердечнике	См. Приложение Г
	Емкостная связь	1–100 пФ

1) Низковольтные полевые МОП-транзисторы ($I_D = 1–20$ А).

2) Диоды Шоттки с р-п-переходом при номинальном обратном напряжении.

Печатные платы (PCB) вносят паразитные влияния, распределенные почти повсюду. Многие из этих влияний можно минимизировать, применяя правила хорошей компоновки (см. раздел 3.14). Дорожки, по которым протекают максимальные токи большой силы, восприимчивы к индуктивности и сопротивлению, вносимых любой другой дорожкой печатной платы. Такие дорожки должны быть короткими и широкими. Монтажные площадки платы с высоким уровнем переменного напряжения (например, сток или коллектор ключа или анод выпрямителя) восприимчивы к емкостной связи со смежными дорожками. По этой причине помехи переменного тока влияют на более “тихие” окружающие дорожки. Этого можно избежать, выполнив все слои ниже дорожки переменного тока с тем же сигналом, что и узел переменного тока, путем соединения их через сквозные отверстия в плате. Оставшиеся паразитные эффекты обычно суммируются в смежных паразитных элементах.

Понимание природы паразитных элементов, вносимых каждым компонентом типичного преобразователя, поможет специфицировать магнитные компоненты, разрабатывать печатные платы, проектировать фильтры электромагнитных помех и т.д.

4.2. Методики уменьшения основных потерь

Любой импульсный источник питания с ШИМ, разработанные без применения каких-либо экстраординарных методов управления потерями, будет показывать КПД согласно табл. 3.3. Для импульсных источников питания, для которых не проблема избавиться от перегрева (например, некоторые автономные приложения), вышеупомянутые значения КПД вполне приемлемыми. Для переносных приложений и оборудования, которое должно быть небольшим по размеру, следует обеспечивать значительно более высокий КПД. Для увеличения общего КПД источника питания можно использовать несколько методик.

Как было отмечено в разделе 4.1, основные типы потерь — это потери на электропроводимость и потери переключения. Вопрос с потерями на электропроводимости

мость решается путем выбора лучшего ключа или выпрямителя с более низким напряжением проводимости. Для снижения потерь на электропроводность выпрямителя можно использовать синхронный выпрямитель, но лишь в прямоходовых топологиях, за исключением дискретных повышающих преобразователей. Синхронный выпрямитель увеличивает КПД источника питания на 1–6%, в зависимости от среднего рабочего цикла источника. Для дальнейших улучшений следует применять другие методики.

Внутри импульсного источника питания потери переключений оказываются более значимыми при высоких уровнях входного или выходного напряжения (более 20 VDC). Падения прямого напряжения выпрямителя менее значительны в сравнении с входным или выходным напряжением. Мгновенное произведение напряжения и тока в переходных процессах переключения пропорционально как напряжению, так и току.

Внутри любого импульсного источника питания потери переключений происходят в двух эквивалентных узлах: на стоке (или коллекторе) ключа(чей) мощности и на аноде выходного выпрямителя(лей). Это — единственные узлы переменного тока в любом типе импульсного источника питания с ШИМ. В топологиях без изолирующего трансформатора эти узлы физически представляют собой один узел, в котором коллектор (или сток) ключа напрямую соединен с анодом выходного выпрямителя. Внутри топологий с изолирующим трансформатором рассматриваемые два узла отделены друг от друга трансформатором и обрабатываются немного иначе.

Формы волны в типичном импульсном источнике питания с ШИМ показаны на рис. 4.1 и рис. 4.2 раздела 4.1. Нетрудно заметить, что в периоды переходных процессов напряжение и ток имеют значительные уровни, а их максимальные значения также достигаются именно в эти периоды, еще более увеличивая потери.

В отношении этих двух рассматриваемых узлов следует решить четыре задачи.

1. Снизить напряжение и силу тока в точках пересечения в течение всех переходных процессов включения и выключения.
2. Минимизировать влияние обратного восстановления всех р-n-выпрямителей.
3. Удалить любые всплески, создаваемые паразитными элементами.
4. Восстановить, насколько это возможно, “потерянную” энергию и вернуть ее в поток мощности источника питания.

Разработчик не может решить все эти задачи полностью, однако некоторые улучшения в этих направлениях могут добавить еще 3–9% к общему КПД источника питания.

Еще один дополнительный аспект при работе с рассматриваемыми схемами заключается в том, чтобы сделать все возможное для ограничения полосы пропускания колебаний с целью уменьшения любых излучений электромагнитных помех. Основная часть энергии электромагнитных помех, излучаемой в окружающую среду, создается транзисторами импульсного источника питания. Обычно можно существенно уменьшить характеристики по электромагнитным помехам, добавив по пути тока небольшую индуктивность, которая возвращает энергию источнику питания.

Для решения этой задачи, как правило, используют два дополнительных реактивных элемента с диодами или полевыми МОП-транзисторами для управления указанными эффектами. Типы модификаций стандартных топологий с ШИМ разбивают на следующие три категории:

- демпферы без потерь;

- активные фиксаторы;
- квазирезонансные модификации.

Демпферы без потерь и активные фиксаторы дают формы волны с ШИМ с “плавными” фронтами.

Для узла ключа во время переходных процессов размыкания требуется задержка напряжения. Это обеспечивает нагружение магнитного элемента во время прямого восстановления выходного выпрямителя. Для узла выходного выпрямителя при его выключении требуется задержка тока. Этим ограничивается всплеск тока отраженной волны, вызванный периодом обратного восстановления выпрямителя. Перечисленные методики рассматриваются в последующих разделах.

4.3. Демпферы

Демпферы (snubber) представляют собой пассивные цепи, которые задерживают повышение сигнала напряжения. Исторически сложилось так, что демпферы использовались для удержания силовых устройств в пределах области устойчивой работы при прямом и обратном смещении или для управления радиочастотным излучением от источника питания. Демпферы представляют собой, по существу, колебательный контур с потерями (L-C-цепи с сопротивлением R). Их использование предоставило больше преимуществ, чем понесенных потерь. Полупроводниковые компоненты являются сегодня более долговечными, и потому традиционная потребность в RLC-демпфере для защиты значительно уменьшилась, однако время от времени демпфер все еще используют.

В области современных импульсных источников питания с большим КПД усилия инженеров направлены на восстановление энергии от цепей формирования сигналов и ее возвращение в цепи питания для дальнейшего использования. Здесь и приходят на помощь *демпферы без потерь*. Несмотря на то, что для современного импульсного источника питания важно максимально минимизировать потери, для полноты изложения рассмотрим устройство демпферов обоих типов.

4.3.1. Традиционный демпфер

Традиционный демпфер (рис. 4.4) использовался для удержания мощных биполярных транзисторов от состояний вторичного пробоя. Он также применим для уменьшения излучения электромагнитных помех путем управления отношением dv/dt выпрямителей с крутыми характеристиками обратного восстановления.

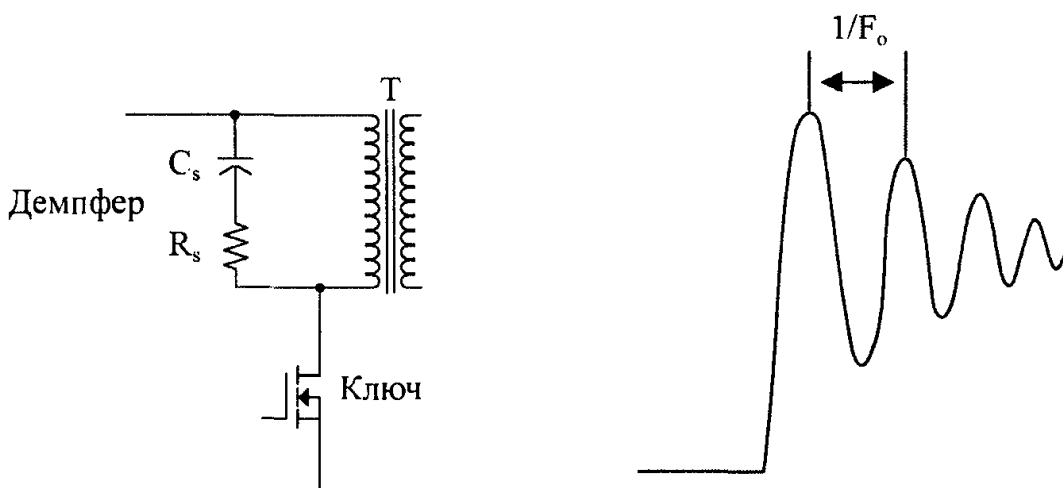


Рис. 4.4. Традиционный демпфер

Конструкция такого демпфера очень важна — если ее выполнить некорректно, то будет потеряно больше мощности, чем требуется. При этом проектирование демпфера базируется больше на эмпирических данных, чем на теоретическом подходе. Это связано с тем, что колебания, на которые должен воздействовать демпфер, генерируются, по большей части, существующими в схеме паразитными элементами. Демпфер следует разрабатывать после физического построения схем, то есть, необходимо построить первый макет печатной платы, трансформатор, ключ и выпрямители с тем, чтобы паразитные элементы были максимально подобны возникающим в конечном изделии.

Процесс эмпирического проектирования традиционного демпфера состоит из следующих шагов.

1. Измерение периода “звона” в не демпфированном сигнале ($1/F_0$; см. рис. 4.4).
2. Размещение высокочастотного конденсатора (керамического или пленочного) на первичной обмотке трансформатора, выпрямителя или другого элемента, который следует демпфировать. Определение емкости конденсатора, дающего период колебаний в три раза больше исходного периода (C_0).
3. Приблизительное определение сопротивления резистора, который должен размещаться последовательно с конденсатором:

$$R = \frac{1}{2\pi F_0 C_0} . \quad (4.10)$$

Существует несколько комбинаций R и C , дающие удовлетворительную форму волны, но чем выше их значения, тем меньше потери и больше КПД. Если необходимо изменить значения R и C , то учтите, что большее сопротивление и меньшая емкость обеспечивают меньшие потери.

Примечание

Не используйте величины или элементы демпфера, предназначенного для схем с тринистором, в импульсных источниках питания. Импедансы и паразитные значения этих схем значительно ниже, в результате чего они будут создавать намного большие потери в схемах импульсного источника питания.

4.3.2. Пассивный демпфер без потерь

Демпфер без потерь — это средство перенаправления энергии, содержащейся во всплесках или фронтах, и, по возможности, восстановления ее либо на входе, либо на выходе источника питания. Очень важно направить энергию в место, где она может быть использована, поскольку в противном случае она превратится в потери.

Переходной процесс размыкания ключа создает значительные всплески. Главной причиной такого всплеска является энергия, сохраненная в паразитных и фактических магнитных компонентах перед включением выходного выпрямителя. На протяжении периода прямого восстановления выпрямителя его цепь разомкнута, и сохраненная магнитная энергия создает большие перепады напряжения на всех узлах переменного тока.

В пассивном демпфере без потерь для выбора требуемого фронта используется диод. Крутое отношение dv/dt пропускается в разряженный конденсатор. Степень замедления фронта определяется емкостью этого демпферного конденсатора. После того как напряжение на конденсаторе сравнивается с напряжением по окончании переходных процессов, энергия, перехваченная конденсатором, должна быть перенаправлена в нужное место до следующего цикла. Для каждой топологии разработаны

особые демпферы без потерь, которые могут быть реализованы во множестве различных форм.

Одна из форм демпфера без потерь для однотранзисторного преобразователя с изолирующим трансформатором представлена на рис. 4.5.

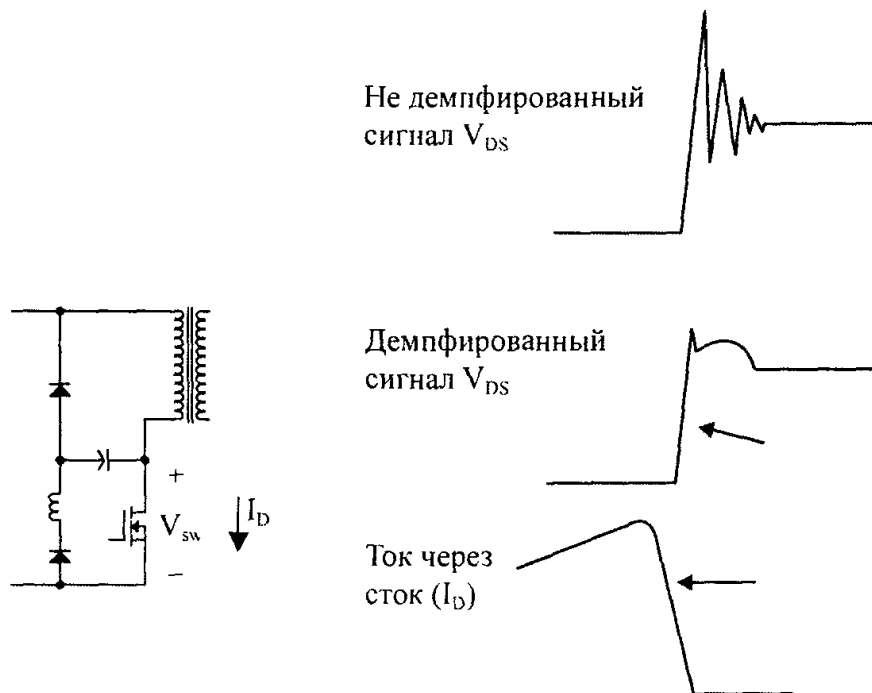


Рис. 4.5. Демпфер без потерь для однотранзисторного прямоходового или обратногоходового преобразователя

На демпферном конденсаторе в начальном состоянии — нулевые напряжения. Когда в период переходных процессов размыкания напряжение на коллекторе или на стоке ключа превышает входное напряжение, конденсатор начинает заряжаться, принимая энергию от всплеска. Конденсатор остается заряженным до тех пор, пока напряжение на стоке (коллекторе) не вернется к уровню "земли", когда конденсатор разряжается через диод и индуктор. Затем этот цикл повторяется. Потери от этого типа демпфера большие напоминают потери управления затвором мощного МОП-транзистора. Потери переводятся на "землю", которая обходит секции питания.

Демпфер без потерь может быть использован в составе повышающего преобразователя (рис. 4.6).

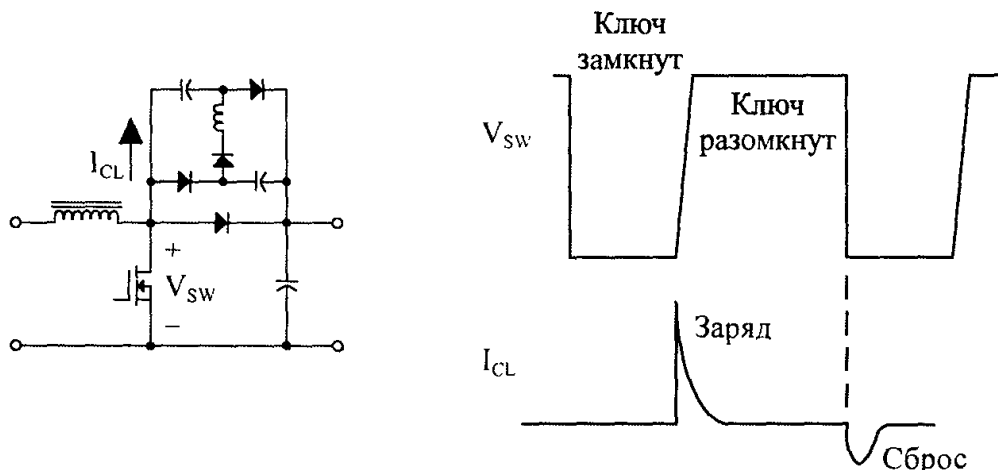


Рис. 4.6. Демпфер без потерь для повышающего преобразователя

Сброс должен быть резонансным для снижения уровня помех, которые могут быть сгенерированы в результате быстрой разрядки фиксирующего конденсатора.

Подходящим будет индуктор на 2–3 мкГн. Для этой цели полезным спиральный индуктор травленной печатной платы выделить место на плате. Поскольку средний ток невелик, может быть не более 0,25–0,5 мА. Три спиральных витка дадут значение индуктивности, которое требуется.

4.4. Активный фиксатор

Активный фиксатор — это реактивная схема, соединенная с нагрузкой, влияние которой напрямую контролируется схемой. Активные фиксаторы используются для снижения времени переходных процессов напряжения только для одного фронта электрического сигнала. Уменьшая время переходных процессов колебаний напряжения в течение этих процессов могут быть существенно снижены уровни мгновенного напряжения в переходный период.

Схема типичного активного фиксатора и результат его работы при переключении переменного напряжения представлены на рис. 4.7.

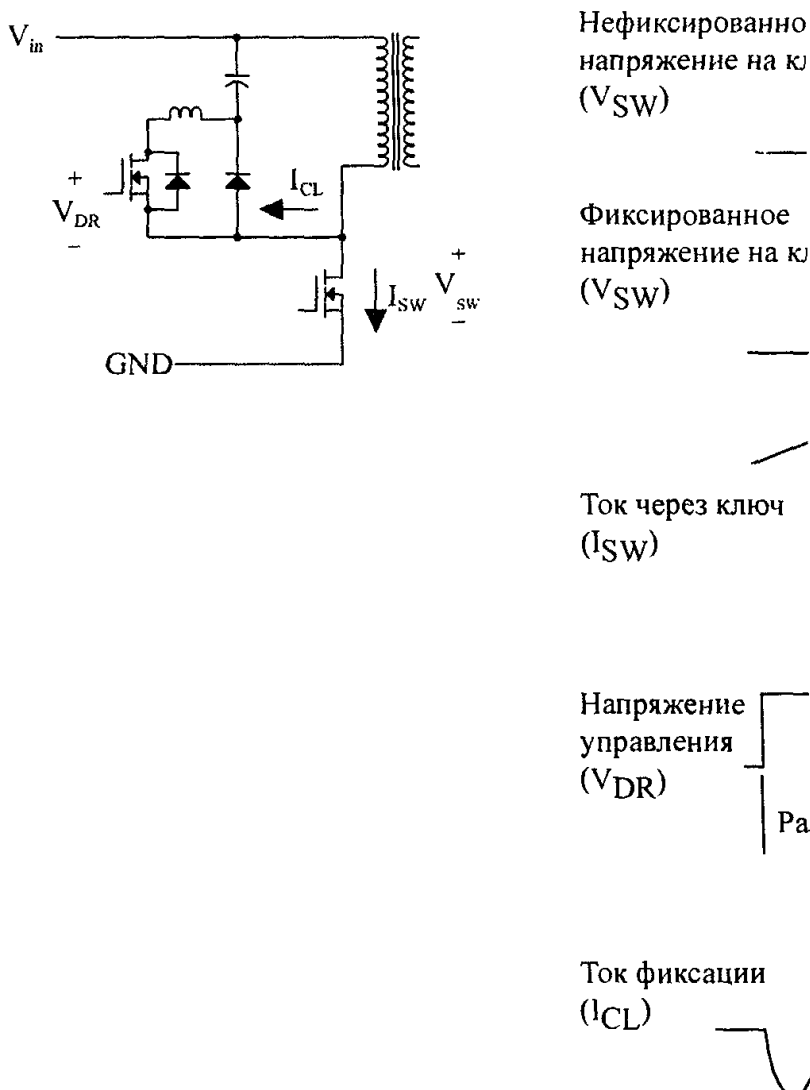


Рис. 4.7. Активный фиксатор, используемый в однотранзисторном обратном преобразователе

В момент размыкания параллельно ключу включен фиксирующий конденсатор, который затем формирует резонансный колебательный контур с индуктивностью первичной катушки плюс его индуктивность рассеяния. Напряжение на конденсаторе затем увеличивается до тех пор, пока не достигнет значения отраженного напряжения на трансформаторе. Последовательно включенный МОП-транзистор фиксатора должен быть разомкнут до следующего замыкания ключа. Переключатель фиксатора затем снова должен быть включен непосредственно перед следующим размыканием ключа со временем, достаточным для полной разрядки конденсатора. Важно не позволять конденсатору фиксатора электрически присоединяться к коллектору в период переходных процессов включения. Затем описанный цикл повторяется.

На момент издания этой книги существовало лишь несколько микросхем контроллера, напрямую поддерживающих управление активным фиксатором (например, UCC3580 от компании Texas Instruments). В будущем их будет больше, поскольку они увеличивают КПД импульсных источников питания на несколько процентов.

Возможность использования микросхемы контроллера, не поддерживающей прямого управления активном фиксатором, зависит от того, какие сигналы выдаются этой микросхемой. Один из возможных вариантов показан на рис. 4.8.

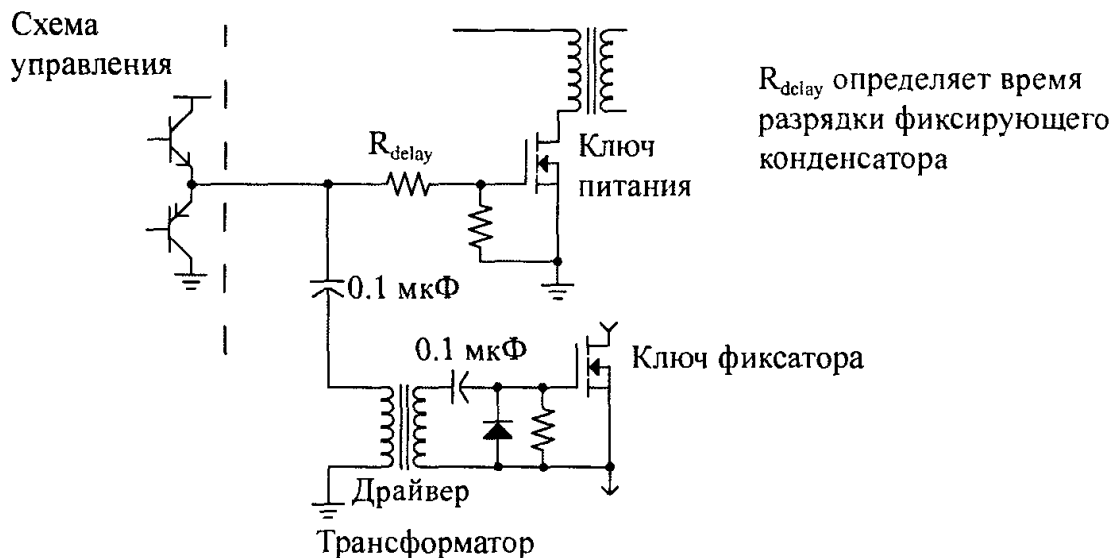


Рис. 4.8. Пример активной фиксации от микросхемы, напрямую не управляющей активным фиксатором

В настоящее время активные фиксаторы все еще не очень широко используются в связи с трудностями их реализации, однако по мере развития электронной индустрии ситуация будет меняться.

4.5. Индукторы с насыщением для ограничения тока обратного восстановления выпрямителя

Преобразователи, работающие в непрерывном режиме (как прямоходовые, так и повышающие), страдают от одной общей проблемы. Через выходные выпрямители протекает прямой ток до момента внезапного изменения полярности напряжения на его контактах, что вызывает значительный всплеск обратного тока через диод. Этот всплеск обычно протекает через ключ во время переходных процессов его замыкания. Это справедливо для топологий как с изолирующим трансформатором, так и без него. Если на вход источника питания подано большое напряжение, то эти

дополнительные потери переключений могут оказаться значительно больше потерь на электропроводность ключа. Указанный всплеск тока, вызванный обратным восстановлением выходного выпрямителя при замыкании ключа, показан на рис. 4.1.

Один из методов уменьшения этого явления заключается во включении последовательно с выходным выпрямителем индуктора с насыщением. Индуктор с насыщением — это индуктор, сердечник которого показывает практически квадратную кривую намагничивания, характерную для таких материалов сердечников как магнисил и ортанол. Индукторы, выполненные с сердечниками из таких материалов, имеют очень высокую магнитную проницаемость и быстро входят в состояние насыщения, минуя при этом период характеристики линейной индуктивности. По существу, в любое время, когда по ним протекает обратный ток, они ведут себя как индуктор для промежутка времени, определяемого силой ступенчатого тока, витками и магнитной проницаемостью. Затем, входя в состояние насыщения, эти индукторы эффективно закорачиваются на своих контактах. Распространенная реализация индуктора с насыщением показана на рис. 4.9.

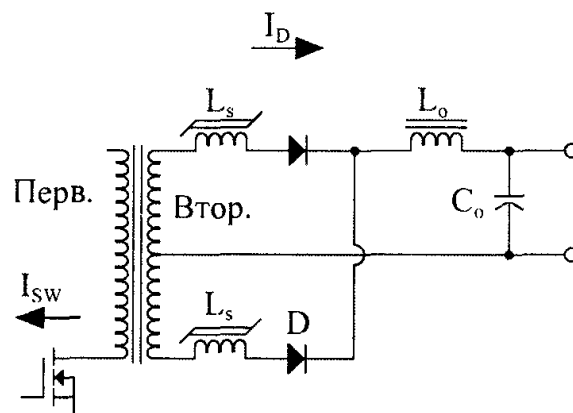


Рис. 4.9. Типичное использование индукторов с насыщением для уменьшения потерь обратного восстановления

Индуктор с насыщением должен быть небольших размеров, поскольку индуктивная характеристика должна проявляться только в течение времени, равного ожидаемому времени обратного восстановления соответствующего выходного выпрямителя (20–30 нс). Если указанное время окажется больше, выходная мощность будет понапрасну занижена. Кроме того, такая индуктивная характеристика повлияет на период прямого восстановления выпрямителя, что может вызвать больше “звона” по противоположному фронту. Проектирование насыщающегося реактора лучше выполнять с использованием проектных данных производителя сердечника.

Обычно следует проверять влияние индуктора на цепь. Необходимо проконтролировать его рабочие характеристики путем измерения общего КПД источника питания при каждом значении индуктора насыщения. Хотя, конечно, можно сделать обоснованную догадку, опираясь на заданное время обратного восстановления выходного выпрямителя, процесс проектирования все равно завершается итеративной “регулировкой”.

4.6. Квазирезонансные преобразователи

Квазирезонансные преобразователи составляют отдельный класс импульсных источников питания, регулирующих форму электрического сигнала переменного тока для снижения или устранения потерь переключений внутри источника. Это реализовано путем размещения резонансных колебательных контуров внутри пути

переменного тока для создания псевдосинусоидальных колебаний напряжения или тока. Поскольку колебательные контуры имеют одну частоту резонанса, данный метод управления нуждается в модификации для применения на различных частотах, когда резонансный период фиксирован, и схема управления изменяет нерезонансный период. Квазирезонансные преобразователи обычно работают в частотном диапазоне 300 кГц — 2 МГц.

Преимущества квазирезонансного преобразователя над классическим преобразователем с ШИМ заключается в меньших размерах и, обычно, более высоком КПД. Хотя, когда небольшие размеры сопровождаются возрастанием рабочей частоты, увеличением КПД приходится пожертвовать, поскольку возникают другие потери, связанные с высокой частотой.

Недостатком квазирезонансного преобразователя, если сравнивать с более новыми методиками демпфера без потерь и активного фиксатора в дополнение к базовым преобразователям с ШИМ, являются повышенные нагрузки по напряжению и току на силовые компоненты. Максимальные напряжения или токи, существующие внутри квазирезонансных преобразователей, могут быть в два-три раза больше, чем в преобразователях с ШИМ. Это заставляет проектировщика использовать ключи и выпрямители с большими номиналами, которые могут и не иметь хороших характеристик проводимости.

В общем случае, из-за ограниченности времени проектирования и требований к стоимости конечного изделия, для типичных приложений, вероятно, лучше использовать не квазирезонансные методики, а демпферы без потерь и активные фиксаторы.

4.6.1. Основы квазирезонансных преобразователей

Квазирезонансные преобразователи придают колебаниям напряжения или тока гаверсинусную форму. Если ключ переключается в правильные моменты, то не возникает никаких потерь переключений. Кроме того, благодаря контролю за скоростью изменения колебаний напряжения и тока, значительно улучшаются характеристики по радио- и электромагнитным помехам. Большинство базовых топологий, существующих в семействе преобразователей с ШИМ, присутствуют также и в семействе квазирезонансных преобразователей.

Квазирезонансные преобразователи используют колебательный L-C-контур, который “звенит” на своей естественной частоте резонанса в ответ на постепенное изменение напряжения или тока на его контактах. Колебательный контур размещается между ключом и трансформатором и/или между трансформатором и выходным фильтром.

Контроль осуществляется путем управления нерезонансной частью сигнала и с фиксированным периодом допустим для резонансной части.

4.6.1.1. Квазирезонансный преобразователь с переключением при нулевом токе

Квазирезонансный импульсный источник питания с переключением при нулевом токе (ПНТ) придает волне тока, протекающего через ключ синусоидальную форму. Транзистор всегда переключается, когда ток через ключ равен нулю. Для понимания принципа действия квазирезонансного импульсного источника питания с ПНТ лучше всего подробно исследовать его наиболее элементарную топологию: понижающий квазирезонансный преобразователь с ПНТ (и его формы сигналов), показанный на рис. 4.10.

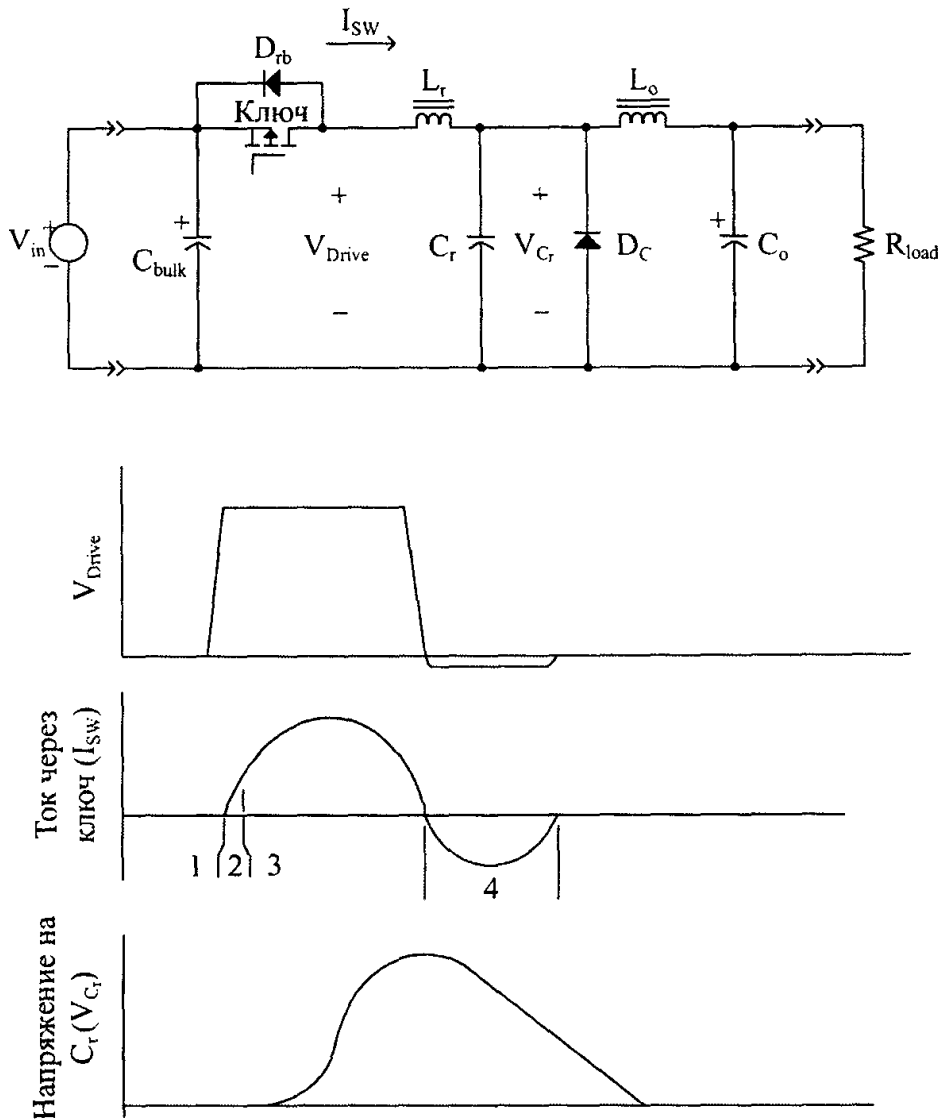


Рис. 4.10. Схема и формы сигналов понижающего квазирезонансного преобразователя с ПНТ

Как видим, на выходе присутствует уже знакомый нам заградительный входной фильтр (L-C), характерный для понижающих и всех прямоходовых преобразователей. Показанная на рис. 4.10 конфигурация называется топологией параллельного резонанса, поскольку параллельно резонансному конденсатору включено полное сопротивление нагрузки (LC-фильтр действует как демпфирующий импеданс). Вход в каскад LC-фильтра соответствует высокому импедансу параллельного тока при частоте резонанса колебательного контура. В противном случае было бы уменьшено Q колебательного контура, что оказало бы отрицательное влияние на его способность “звенеть”.

Работу квазирезонансного понижающего преобразователя с ПНТ можно разделить на четыре периода. Период 1 — это его статическое или начальное состояние, в котором элементы колебательного контура “разряжены”, ключ разомкнут и через ограничивающий диод протекает ток нагрузки через индуктор, как и в понижающем преобразователе с ШИМ. Период 2 начинается в тот момент, когда ключ замыкается, и напряжение на нем начинает постепенно возрастать. Поскольку ограничивающий диод находится в состоянии проводимости, резонансный конденсатор эффективно закорочен на землю. Ключ “воспринимает” только индуктивность резонансного индуктора. При переключении напряжения ток через ключ равен нулю, поскольку ток, протекающий через резонансный индуктор, не может измениться мгновенно. Затем ток, протекающий через ключ, начинает линейно возрастать от

нуля ампер с положительным наклоном, определяемым из соотношения $-V_{in}/L_r$. Это продолжается до тех пор, пока сила тока, протекающего через ключ и резонансный индуктор, не превысит силы тока нагрузки, проводимого ограничивающим диодом. Затем ограничивающий диод запирается как бы при достижении нулевого тока, полученного в результате вытеснения тока нагрузки.

Период 3 начинается в тот момент, когда происходит разблокировка резонансного конденсатора. Волна тока теперь принимает синусоидальную форму и, миновав верхнюю точку, понижается до тех пор, пока сила тока не достигнет нуля ампер. Затем начинает протекать в обратном направлении ток через резонансный индуктор и встречно-параллельный диод ключа. Ключ может разомкнуться в любой момент этого периода “обратного звона” без каких-либо потерь переключения, поскольку любой ток в это время протекает через встречно-параллельный диод. Любой избыток энергии индуктора возвращается в конденсатор входного фильтра. На протяжении периода 3 напряжение на резонансном конденсаторе имеет синусоидальную форму волны с отставанием от волны тока на 90° . Таким образом, когда ток через индуктор переходит через нулевое значение, напряжение на резонансном конденсаторе достигает своего максимума и начинает спадать.

На протяжении периода 4 индуктор понижающего фильтра (L_0) выступает в роли нагрузки по току и создает линейный пилообразный спад напряжения, разряжающий остаток энергии резонансного конденсатора в L-C-фильтр. Когда пилообразный сигнал напряжения достигает нулевого значения, колебательный контур вновь переходит в статическое состояние и ожидает следующего периода проводимости ключа.

Как видим, ключ переключается при нулевом токе по обоим фронтам переключения. Коммутирующий диод переключается при нулевом токе в результате замещения тока ключом при его замыкании и линейного понижения пилообразного сигнала напряжения при размыкании (выключение при нулевом напряжении). В конечном итоге получаем отсутствие потерь переключений на обоих мощных полупроводниках, включая диод “обратного звона”.

Период, в котором ключ находится в “замкнутом” состоянии, должен быть согласован с периодом резонанса колебательного контура. Мощность, переданная нагрузке, зависит от варьирования количества замыканий в секунду переключателя мощности. Таким образом, квазирезонансный преобразователь с ПНТ требует применения метода управления с фиксированным временем замыкания и переменным временем размыкания ключа. В настоящее время на рынке существуют микросхемы контроллеров, выполняющие только эту функцию. Соотношение, используемое для управления, представлено следующим выражением:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{f_s}{f_r} \quad (4.11)$$

При выборе нижнего и верхнего предела выходной мощности преобразователя следует соблюдать осторожность. При малых нагрузках может резко упасть частота. Если частота попадает в декаду полюса выходного LC-фильтра, то в нагрузку будет передано слишком много пульсаций. При больших нагрузках частота может стать слишком высокой, и циклы проводимости ключа будут уплотняться, приводя таким образом к ситуации, когда переключение происходит при ненулевой силе тока. Таким образом,

$$10 \cdot f_{fp} > f_{sw} > 1.1 \cdot f_r \quad (4.12)$$

где: f_{fp} — частота полюса LC-фильтра (см. формулу (Б.8)); f_{sw} — частота переключений источника питания; f_r — резонансная частота колебательного контура (см. (4.13)).

На всех резонансных контроллерах, имеющих сегодня на рынке, обеспечивается также ограничение частоты. Частота резонанса колебательного контура определяется следующим выражением:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (4.13)$$

Половина обратной дроби этого выражения — это положительный полупериод волны колебательного контура. Поскольку колебательный контур частично освобожден от энергии, период “обратного звона” короче полупериода. В среднем для периода “обратного звона” должно быть зарезервировано дополнительно 75% вышеупомянутого периода.

4.6.1.2. Квазирезонансный преобразователь с переключением при нулевом напряжении

Второй тип квазирезонансных преобразователей — это семейство с переключением при нулевом напряжении (ПНН). Схема и формы сигналов квазирезонансного понижающего преобразователя с ПНН представлены на рис. 4.11.

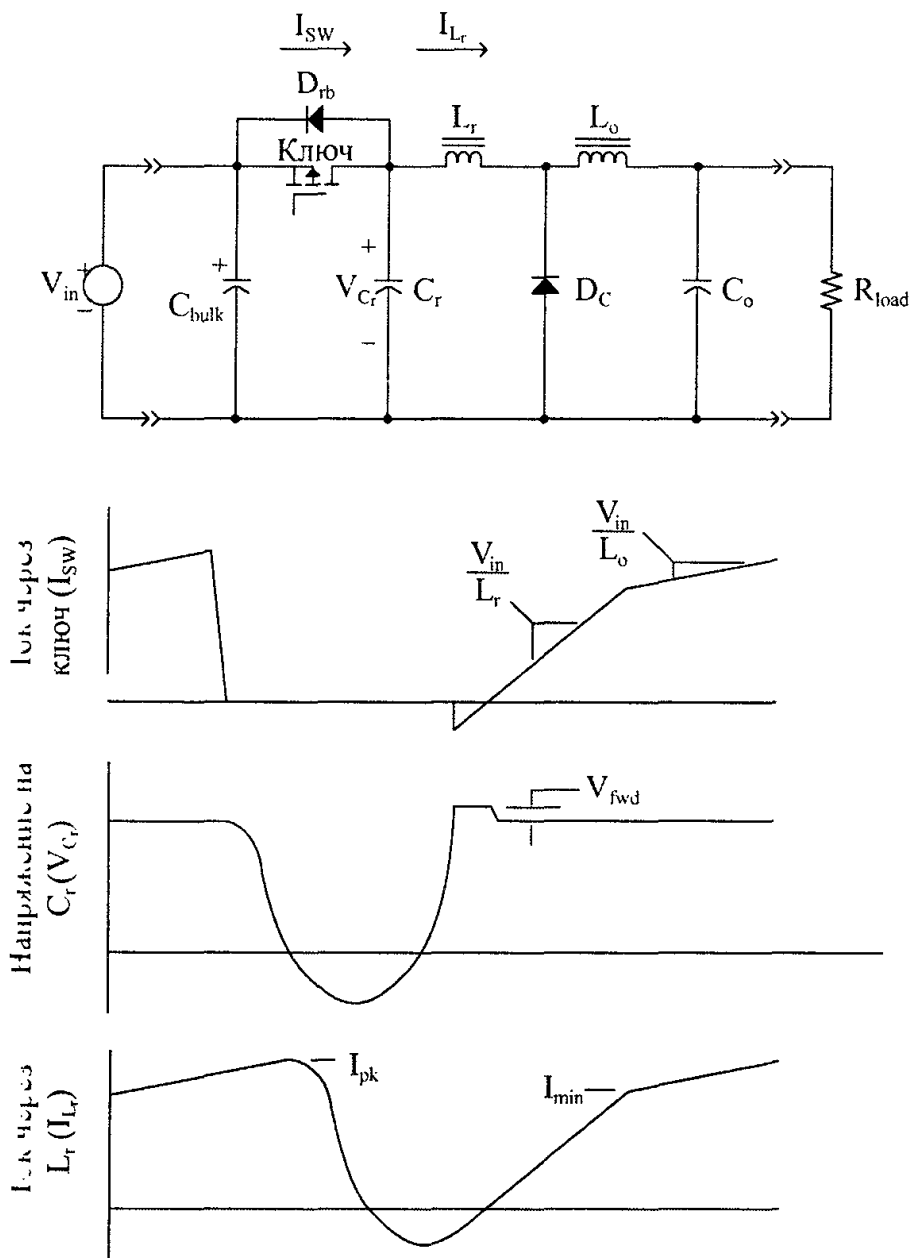


Рис. 4.11. Схема и формы сигналов квазирезонансного понижающего преобразователя с ПНН

Здесь ключ остается замкнутым большую часть времени и производит резонансные периоды выключения для снижения выходной мощности. Фактически, семейство преобразователей с ПНН — это зеркальное отражение семейства преобразователей с ПНТ. Если сравнить формы сигналов напряжения и тока для ключа обоих семейств и инвертировать оба эти сигнала, то обнаружится их поразительное сходство.

Временные сегменты семейства преобразователей с ПНН зеркально противоположны аналогичным сегментам семейства преобразователей с ПНТ. Коммутирующий диод проводит ток в течение резонансного периода выключения. Между такими резонансными периодами выключения, ключ замкнут, а протекающий через него ток — это уже знакомый пилообразный сигнал прямоходового преобразователя с ШИМ с наклоном $(V_{in} - V_{out}) / L_{out}$. Этот период также является временем статического состояния колебательного контура. В течение этого времени резонансный индуктор насыщен и эффективно короткозамкнут. На контакты резонансного конденсатора подано напряжение V_{in} .

Период резонанса инициируется размыканием ключа. Напряжение на резонансном конденсаторе не может измениться мгновенно, поэтому напряжение на контактах ключа остается равным V_{sat} , пока не прекратится ток. Затем начинает падать напряжение на резонансном конденсаторе. К этому моменту ток через резонансный индуктор уже достиг нулевого значения. Ограничивающий диод начинает пропускать ток в нагрузку, когда сила тока через резонансный индуктор падает ниже значения тока нагрузки. Резонансный индуктор выходит из состояния насыщения, и прямосмещенный ограничивающий диод шунтирует конец резонансного индуктора, расположенный со стороны фильтра, на землю, что позволяет резонировать колебательному контуру. Конец резонансного индуктора, расположенный со стороны ключа (напряжение на резонансном конденсаторе) “звонит” с полусинусоидальной формой волны. Затем напряжение на резонансном конденсаторе “звонит обратно” вверх входного напряжения, и через встречно-параллельный диод ключа протекает ток. Опять таки, в продолжение периода “обратного звона” ключ может снова замкнуться, после чего ограничивающий диод переходит в состояние проводимости, и переключатель отводит импеданс резонансного индуктора на землю. Таким образом, наклон волны тока оказывается равным $+V_{in} / L_r$. Когда сила этого тока превышает силу тока нагрузки, проводимого ограничивающим диодом, этот диод запирается. Затем резонансный индуктор может войти в состояние насыщения, и наклон пилообразного сигнала тока опять принимает наклон $+(V_{in} - V_{out}) / L_{out}$. На этом рабочие периоды квазирезонансного понижающего преобразователя с ПНН заканчиваются.

Метод управления квазирезонансным преобразователем с ПНН обратен методу управления квазирезонансным преобразователем с ПНТ. При малых нагрузках частота управления высока, и, таким образом, выполняется множество выключений. При больших нагрузках количество выключений уменьшается. Таким образом, соотношение для схемы управления выглядит следующим образом:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{f_r}{f_s}. \quad (4.14)$$

Опять таки, для минимизации напряжения пульсации и потерь переключений для микросхемы контроллера должны быть определены верхняя и нижняя пределы частот.

первых, типичное соотношение изменения частоты на входе и нагрузки составляет 4:1 в противоположность 10:1 для топологий с ПНТ; во-вторых, она проявляет лучшие рабочие характеристики при больших нагрузках. Кроме того, в топологии с ПНН легче справиться с некоторыми причиняющими хлопоты паразитными элементами внутри схемы.

4.6.2. Квазирезонансные топологии импульсных источников питания

Как и в случае импульсных источников питания с ШИМ, существуют аналогичные топологии и в семействах квазирезонансных преобразователей с ПНТ и ПНН. Представители этих семейств узнаваемы с первого взгляда.

Поскольку волна напряжения и тока внутри квазирезонансных преобразователей имеет синусоидальную форму, ее максимальные значения выше, чем эквивалентные параметры в импульсных источниках питания с ШИМ, в которых волна обычно имеет прямоугольную или трапецеидальную форму. Можно ожидать, что максимальные значения будут в 1,5 и более раз выше, чем в топологиях с ШИМ. В квазирезонансных источниках с ПНТ на ключ приходится большая нагрузка по току, а в источниках с ПНН — по напряжению. Эти нагрузки могут изменяться с входным напряжением и нагружением выходов, делая некоторые топологии более подходящими для тех или иных диапазонов входных напряжений и выходных мощностей. Например, квазирезонансные источники с ПНТ хороши при больших входных напряжениях, но плохи при больших выходных мощностях. И наоборот, квазирезонансные источники с ПНН больше подходят для работы при больших выходных мощностях и меньше — при больших входных напряжениях.

Большинство квазирезонансных приложений с ПНТ рассчитаны на выходную мощность не более, чем 300 Вт, в то время, как приложения с ПНН могут обеспечить многие киловатты выходной мощности. Топологии с двумя ключами распределяют потери на две части, делая их таким образом более пригодными для больших выходных нагрузок. Различные топологии рассматриваемых типов преобразователей представлены на рис. 4.12 – 4.14.

4.6.3. Проектирование резонансного колебательного контура

Резонансный колебательный контур обеспечивает уникальную функциональность квазирезонансному импульсному источнику питания. Поскольку импульсные источники питания состоят из множества мощных элементов с различными паразитными характеристиками, резонансные топологии могут фактически превратить эти раздражающие паразитные характеристики в полезные функции источника питания. Искусство проектировщика заключается в том, чтобы знать, где локализованы паразитные характеристики и как лучше разместить колебательный LC-контур, чтобы получить от него больше всего выгоды.

Колебательный контур состоит из реактивных элементов без каких-либо резистивных элементов, создающих потери. Он дает самый низкий импеданс ветви, когда импедансы индуктора и конденсатора эквивалентны друг другу, или сдвиг фазы в цепи равен нулю градусов. Эта точка называется *естественной частотой резонанса*. Если колебательный контур подвергается сигналу, частота которого равна частоте резонанса, то он, фактически, будет выдавать напряжение, уровень которого значительно превышает сигнал возбуждения. Степень такого “усиления” обозначают буквой “Q”. Значение Q пропорционально величине резистивного демпфирования или потерям внутри колебательного контура. Будучи подвергнут одиночному

всплеску переходного процесса или ступенчатой функции, контур будет “звенеть” на своей естественной частоте резонанса, таким образом придавая проходящему через него входному сигналу синусоидальную форму.

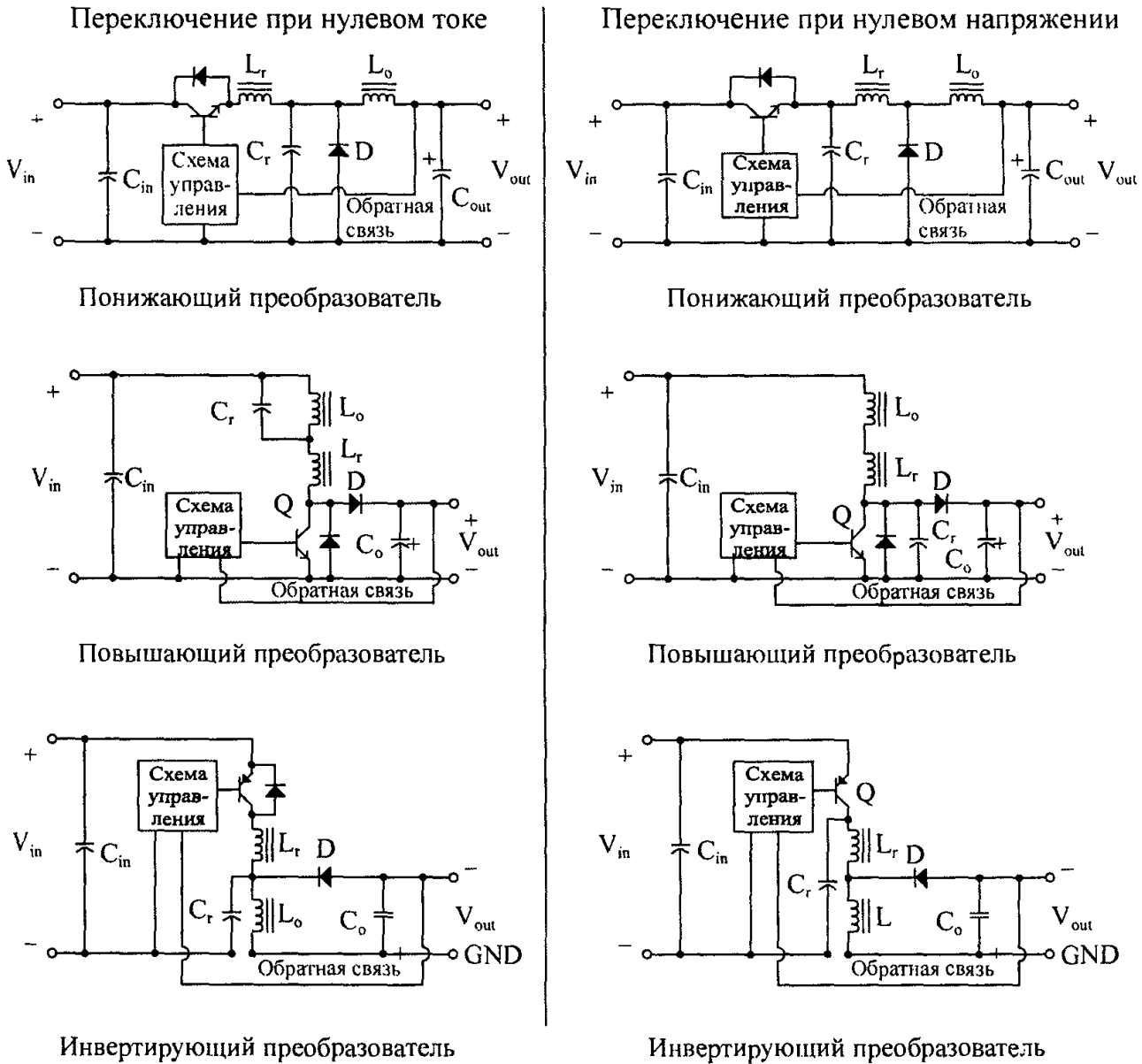


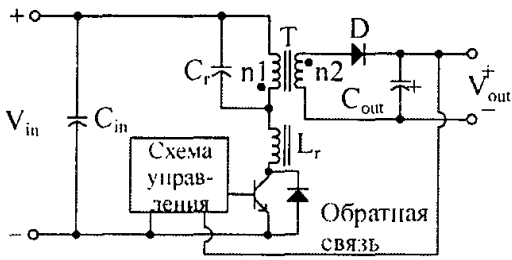
Рис. 4.12. Квазирезонансные топологии без изолирующего трансформатора

Рассмотрим, как квазирезонансные импульсные источники питания используют колебательные контуры в своих топологиях. Любая энергия, извлеченная выходом из колебательного контура, — это потеря энергии, хранимой в этом контуре. Проблема заключается в использовании энергии внутри колебательного контура, не нагружая его слишком сильно, чтобы испортить Q. Есть два способа извлечь энергию из колебательного LC-контура:

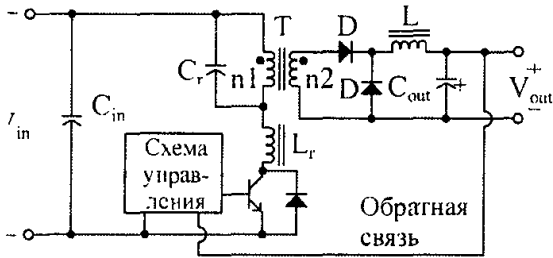
- путем параллельного включения с конденсатором относительно высокого импеданса (параллельное нагружение);
- путем последовательного включения с индуктором относительно низкого импеданса (последовательное нагружение).

Это приводит к появлению “подвидов” квазирезонансных импульсных источников питания с переключением при нулевом токе (или напряжении): последовательно-резонансные и параллельно-резонансные. Они различаются по способу нагружения колебательного контура (рис. 4.15).

Переключение при нулевом токе

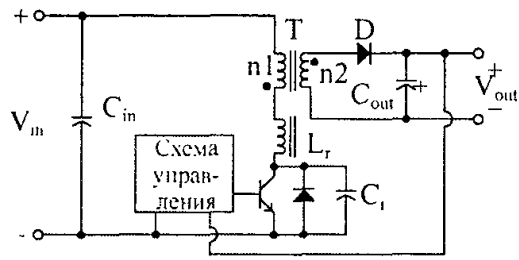


Обратноходовый преобразователь



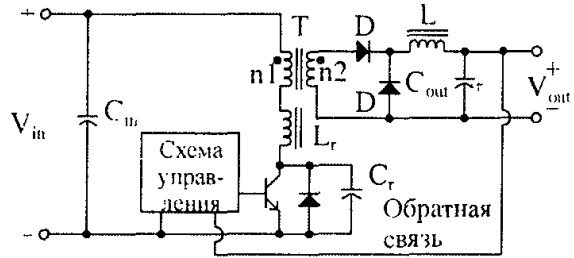
Однотранзисторный
прямоходовый преобразователь

Переключение при нулевом напряжении



Обратная связь

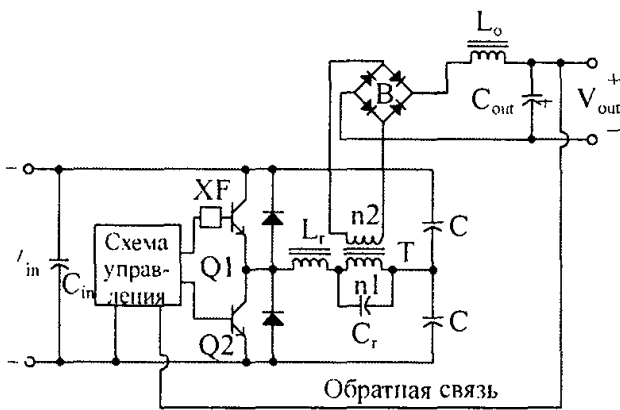
Обратноходовый преобразователь



Однотранзисторный
прямоходовый преобразователь

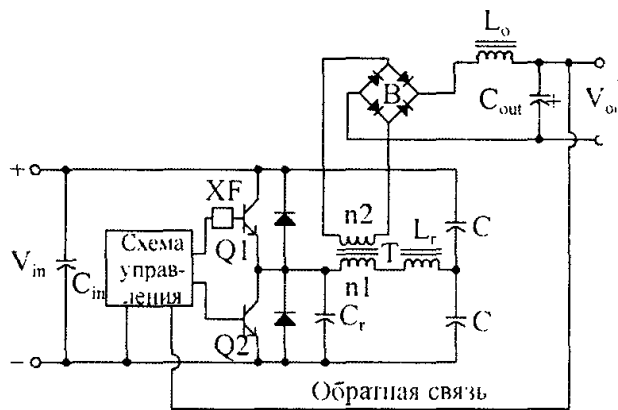
Рис. 4.13. Однотранзисторные квазирезонансные топологии с изолирующим трансформатором

Переключение при нулевом токе

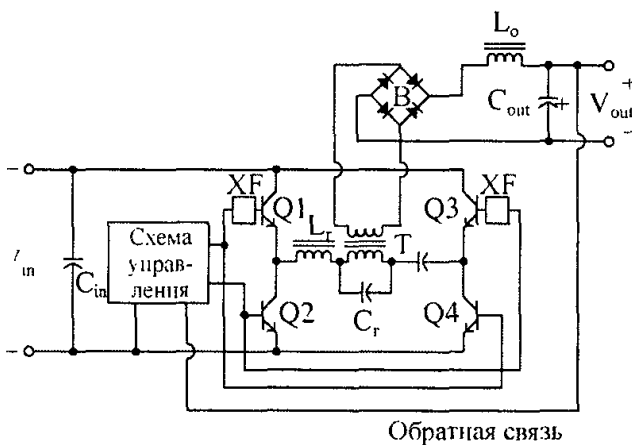


Полумостовой

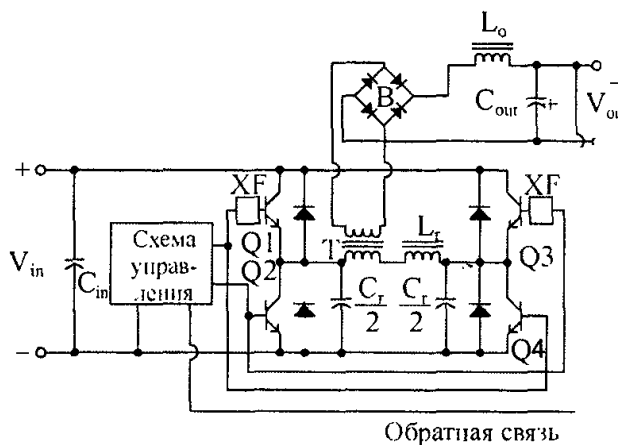
Переключение при нулевом напряжении



Полумостовой



Обратная связь



Обратная связь

Рис. 4.14. Квазирезонансные преобразователи с изолирующим трансформатором и двумя или более транзисторами

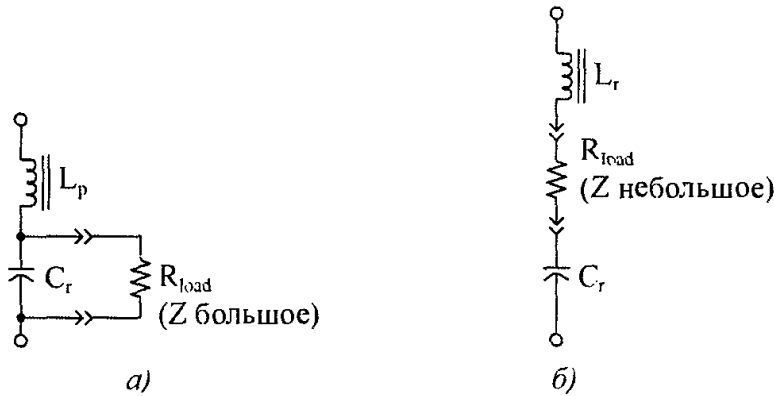


Рис. 4.15. Два метода нагружения резонансного колебательного контура

Исследуем, каким образом определить величины для индуктора и конденсатора. Прежде чем начать процесс проектирования, следует сделать несколько предположений, поскольку некоторые характеристики колебательного контура в приложении могут быть переменными. Вначале примем величину для Q колебательного контура. В данном случае значение Q сильно изменяется в зависимости от нагрузки на выходе источника питания, поэтому хорошим значением для начала будет $Q_{\text{est}} = 5$.

Далее, определим естественную частоту резонанса колебательного контура. Для доступных на рынке микросхем квазирезонансного контроллера частота лежит в пределах 1–2 МГц. Это ограничение следует рассматривать как максимальные пределы в стандартных квазирезонансных проектах. Так, обычно для естественной частоты резонанса выбирают значения в диапазоне 1–1,5 МГц. При более низких частотах может быть получено более высокое значение КПД. Формула для расчета частоты резонанса:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (4.15)$$

где L — значение резонансной индуктивности, Гн; C — значение емкости резонансного конденсатора, Ф.

Мы получили уравнение с двумя неизвестными. Очевидно, требуется еще одно соотношение, поскольку уравнению (4.15) будет удовлетворять множество разных величин.

Естественно предположить наличие некоего энергетического баланса между L и C , описываемого формулой:

$$E_{\text{tank}} = \frac{1}{2}L_r \cdot i_L^2 = \frac{1}{2}C_r V_{\text{pri}}^2. \quad (4.16)$$

Выполнив замену $E_{\text{tank}} = P_{\text{out}}/f_r$, разрешаем равенство (4.16) относительно емкости (второе уравнение):

$$C_r = \frac{2P_{\text{out}}}{V_{\text{pri}}^2 f_r}. \quad (4.17)$$

Решаем это уравнение, используя параметры, известных для конкретного приложения. Теперь, подставив это соотношение для резонансного конденсатора в уравнение (4.15), получим:

$$L_r = \frac{1}{C_r(2\pi f)^2}. \quad (4.18)$$

Результаты этих расчетов следует рассматривать лишь как некую отправную точку. Это связано с тем, что паразитные элементы в источнике питания в области колебательного контура имеют соизмеримое значение. Конкретными паразитными

элементами являются индуктивность рассеяния трансформатора, которая прибавляется к определенной выше величине, и выходная емкость мощного полевого МОП-транзистора (если он используется), которая также прибавляется к емкости резонансного конденсатора. В некоторых приложениях эти паразитные элементы фактически используются в качестве резонансных элементов, но в этом случае следует быть очень внимательным, поскольку эти элементы появляются как следствие физической конструкции трансформатора и полевого МОП-транзистора и для разнотипных компонентов могут сильно варьироваться.

А что, если рассмотренные выше соотношения между резонансным индуктором и конденсатором “подтолкнуть” в ту или другую сторону? Тогда можно было бы использовать “большое” L и “малое” C или наоборот. Относительная величина этих двух компонентов влияет на характеристики схемы. Например, если в квазирезонансном источнике с ПНН используется “малое” C , то максимальное напряжение “звона” будет возрастать, приводя таким образом к повышенной нагрузке по напряжению на ключе. Введя в уравнение (4.17) желаемое ограничивающее напряжение и решив это уравнение, можно подкорректировать оценочное значение емкости конденсатора для достижения этого максимального напряжения. В типичных квазирезонансных приложениях с частотами 1–1,5 МГц диапазоны величин для элементов колебательного контура таковы:

$$C_r \approx 7000\text{--}10000 \text{ пФ};$$

$$L_r \approx 2\text{--}5 \text{ мкГн}.$$

Другое размещение колебательного контура в квазирезонансных источниках питания с ПНТ извлекает выгоду из индуктивности рассеяния первичной и вторичных обмоток. Проектировщик может “протолкнуть” резонансный конденсатор через трансформатор и разместить его на стороне вторичной обмотки, как это показано на рис. 4.16. Это осуществляется с помощью уравнения, описывающего отражение импедансов через трансформатор:

$$Z_{\text{sec}} = (n_{\text{sec}} / n_{\text{pri}})^2 \cdot Z_{\text{pri}}. \quad (4.19)$$

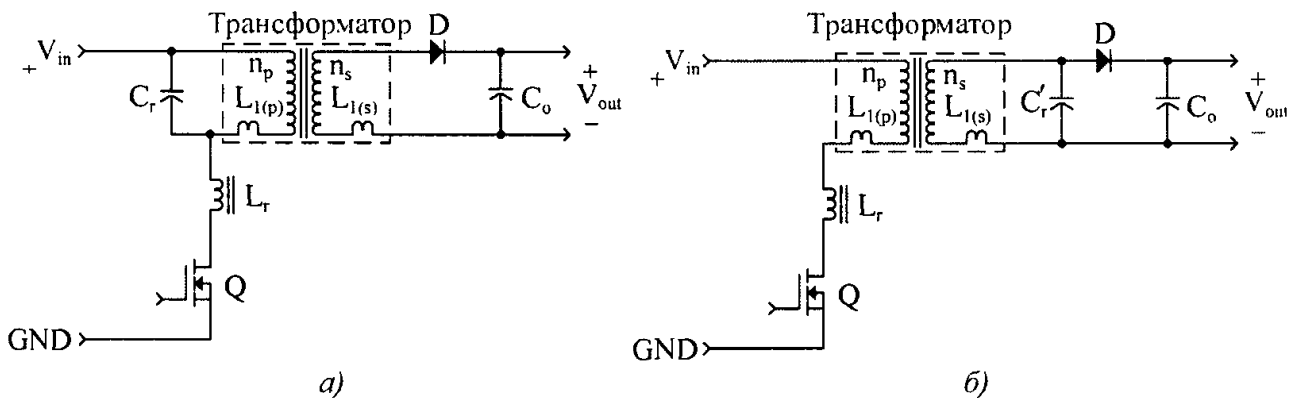


Рис. 4.16. “Проталкивание” резонансного конденсатора через трансформатор в квазирезонансных источниках с ПНТ: а — резонанс на стороне первичной обмотки; б — резонанс на стороне вторичной обмотки

Подставив значение емкости резонансного конденсатора (на первичной обмотке) вместо Z_{pri} , можем определить значение, необходимое на стороне вторичной обмотки трансформатора. Без “проталкивания” конденсатора через трансформатор во время переходных процессов на стороне первичной обмотки по-прежнему будут проявляться всплески индуктивного напряжения. Когда же резонансный конденсатор “протолкнут” через трансформатор, индуктивности рассеяния суммируются

в резонансном индукторе, а их соотношения dv/dt контролируются колебательным контуром, поэтому всплески напряжения исчезают. Это избавляет от необходимости демпфирования на стороне первичной обмотки и улучшает характеристики источника питания по радиочастотным помехам.

Если трансформатор имеет несколько вторичных обмоток, то резонансный конденсатор при ПНТ может быть разбит на несколько меньших, каждый из которых включается в цепь соответствующей вторичной обмотки, или же этот конденсатор можно соединить со всей вторичной обмоткой, если используется ее автотрансформаторное размещение (рис. 4.17).

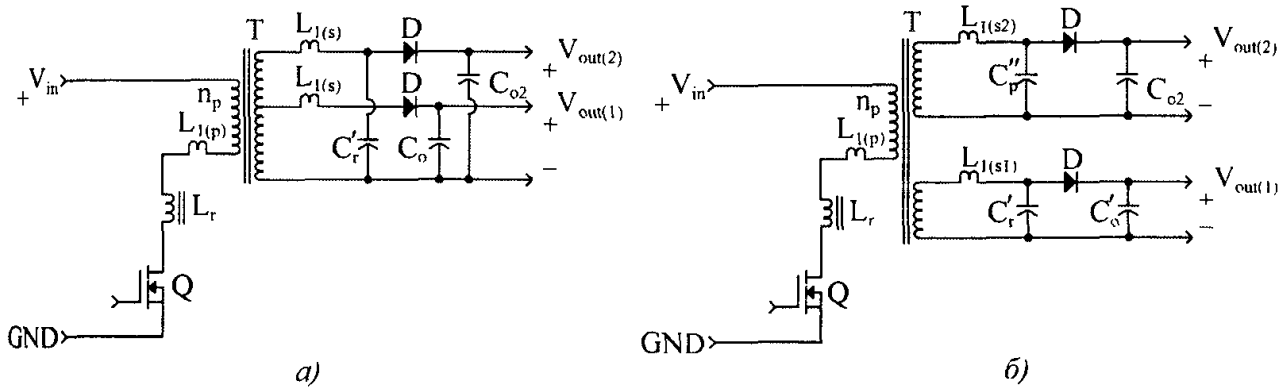


Рис. 4.17. Размещение резонансного конденсатора на стороне вторичной обмотки для сложных конструкций вторичных обмоток в резонансных источниках с ПНТ: а — вторичные обмотки автотрансформаторного типа; б — изолированные вторичные обмотки

Если используется несколько изолированных вторичных обмоток, то значения емкостей резонансных конденсаторов можно разбить пропорционально соответствующим выходным мощностям, то есть:

$$C_{r(n)} \approx C_{r(pri)} \cdot (P_{0(n)} / P_{0(total)}) \cdot (n_{sec(n)} / n_{pri})^2 \quad (4.20)$$

Внимание!

Каждый раз при размещении резонансного конденсатора на выходе с низким напряжением возрастает входящая в конденсатор пульсация, поэтому тщательно проверяйте номиналы на соответствие их требованиям приложения.

В квазирезонансных источниках питания с ПНН, в которых используются мощные полевые МОП-транзисторы, емкость резонансного конденсатора (расположенного между контактами стока и истока) будет сложена с выходной емкостью (C_{oss}) МОП-транзистора во время его запираения. Некоторые разработчики используют только C_{oss} . При таком подходе следует быть внимательным, поскольку эта емкость крайне нелинейна и изменяется в зависимости от напряжения и типа выбранного компонента. Однако, поступая так, разработчик снижает действие явления, называемого сбросом заряда (charge dumping). Во время перехода МОП-транзистора в состояние проводимости его сток должен шунтировать заряд, накопившийся в C_{oss} , на землю.

Обнаружение и устранение этих паразитных потерь в работе квазирезонансного источника питания — очень интересная задача, которой не стоит пренебрегать, поэтому тщательно проанализируйте функционирование источника и “поиграйте” с размещением колебательного контура.

в резонансном индукторе, а их соотношения dv/dt контролируются колебательным контуром, поэтому всплески напряжения исчезают. Это избавляет от необходимости демпфирования на стороне первичной обмотки и улучшает характеристики источника питания по радиочастотным помехам.

Если трансформатор имеет несколько вторичных обмоток, то резонансный конденсатор при ПНТ может быть разбит на несколько меньших, каждый из которых включается в цепь соответствующей вторичной обмотки, или же этот конденсатор можно соединить со всей вторичной обмоткой, если используется ее автотрансформаторное размещение (рис. 4.17).

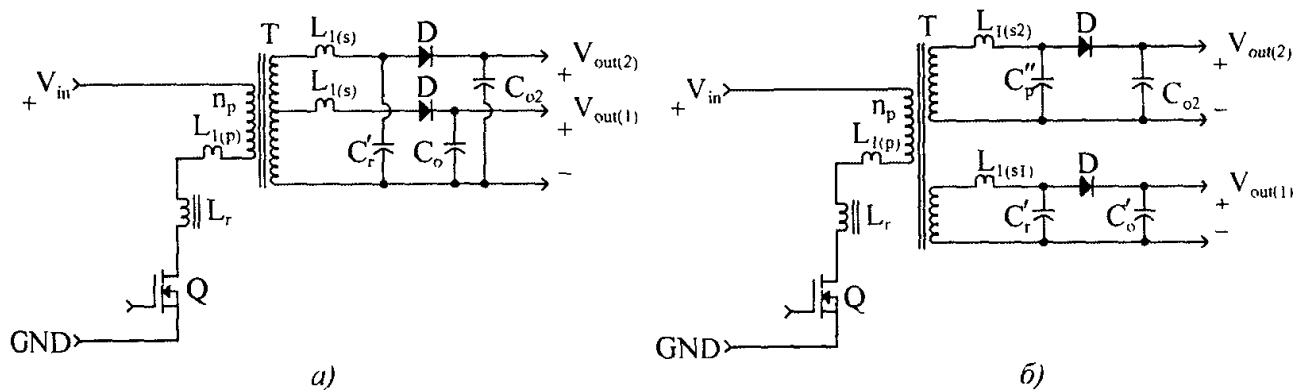


Рис. 4.17. Размещение резонансного конденсатора на стороне вторичной обмотки для сложных конструкций вторичных обмоток в резонансных источниках с ПНТ: а — вторичные обмотки автотрансформаторного типа; б — изолированные вторичные обмотки

Если используется несколько изолированных вторичных обмоток, то значения емкостей резонансных конденсаторов можно разбить пропорционально соответствующим выходным мощностям, то есть:

$$C_{r(n)} \approx C_{r(\text{pri})} \cdot (P_{0(n)} / P_{0(\text{total})}) \cdot (n_{\text{sec}(n)} / n_{\text{pri}})^2 \quad (4.20)$$

Внимание!

Каждый раз при размещении резонансного конденсатора на выходе с низким напряжением возрастает входящая в конденсатор пульсация, поэтому тщательно проверяйте номиналы на соответствие их требованиям приложения.

В квазирезонансных источниках питания с ПНТ, в которых используются мощные полевые МОП-транзисторы, емкость резонансного конденсатора (расположенного между контактами стока и истока) будет сложена с выходной емкостью (C_{O5} МОП-транзистора во время его запираания). Некоторые разработчики используют только C_{OSS} . При таком подходе следует быть внимательным, поскольку эта емкость крайне нелинейна и изменяется в зависимости от напряжения и типа выбранного компонента. Однако, поступая так, разработчик снижает действие явления, называемого сбросом заряда (charge dumping). Во время перехода МОП-транзистора в состояние проводимости его сток должен шунтировать заряд, накопившийся в C_O на землю.

Обнаружение и устранение этих паразитных потерь в работе квазирезонансного источника питания — очень интересная задача, которой не стоит пренебрегать, поэтому тщательно проанализируйте функционирование источника и “поиграйте” с размещением колебательного контура.

4.6.4. Полномостовые преобразователи с ШИМ и фазовой модуляцией

Поскольку полномостовые преобразователи среди всех топологий занимают область с самыми большими выходными мощностями, их потери на ключе представляют очень существенную проблему. В обычных полномостовых преобразователях с ШИМ ключи на противоположных углах переключаются одновременно. Это полностью освобождает первичную обмотку от любого заземления переменного тока с низким импедансом, что приводит к большим всплескам и “звону”, обусловленных индуктивностью утечки первичной обмотки и индуктивностью остаточного намагничивания. Исторически сложилось так, что эти помехи можно уменьшить только с помощью цепи демпферов без потерь.

При изменении стратегии управления ключом так, чтобы только один угловой ключ вначале размыкался, противоположный конец первичной обмотки остается соединенным с цепью заземления переменного тока. Это позволяет “отрегулировать” ненагруженный конец первичной обмотки с помощью резонансной емкости и обеспечить контролируемое соотношение dv/dt . Значение индуктивности рассеивания и выходной емкости мощного полевого МОП-транзистора вносятся в цепь резонанса. Контакт напряжения на “открытом” конце первичной обмотки затем “звонит в рельсу” напряжения противоположного входа, где полевой МОП-транзистор переходит в состояние проводимости в стиле ПНН. Затем полевой МОП-транзистор на запаздывающем конце первичной обмотки может быть заперт, его конец, связанный с первичной обмоткой, может “звонить” противоположному входному напряжению, и затем может быть включен противоположный МОП-транзистор. Соответствующие формы сигналов представлены на рис. 4.18.

Поскольку оба конца первичной обмотки в продолжение соответствующих переходных процессов запираются имеют нагруженную обмотку с несимметричным выходом, каждый из полевых МОП-транзисторов запирается в стиле ПНН. При этом несколько повышается КПД выходных выпрямителей, поскольку их токовые переходные процессы по природе более близки к переключению при нулевом токе.

В настоящее время на рынке присутствуют соответствующие микросхемы управления. Это — еще одна методика повышения частоты полномостовых преобразователей и прибавления 3–5% к КПД обычных полномостовых преобразователей с ШИМ. Стоимость таких источников питания возрастает, поскольку требуется больше трансформаторов управления затвором.

4.7. Примеры проектов с большим КПД

Рассмотренные ниже примеры содержат различные методики повышения общего КПД распространенных схем. Большинство схем активных фиксаторов и демпферов без потерь эмпирические, и потому в состав рассматриваемых примеров не включены.

При использовании новых методик следует соблюдать осторожность, поскольку многие из них защищены патентами. Может потребоваться заплатить лицензионный гонорар непосредственно держателю патента или же только за покупку отдельного компонента, как при покупке микросхемы контроллера. Пожалуйста, выясните этот вопрос, прежде чем внедрять такие источники питания в производство.

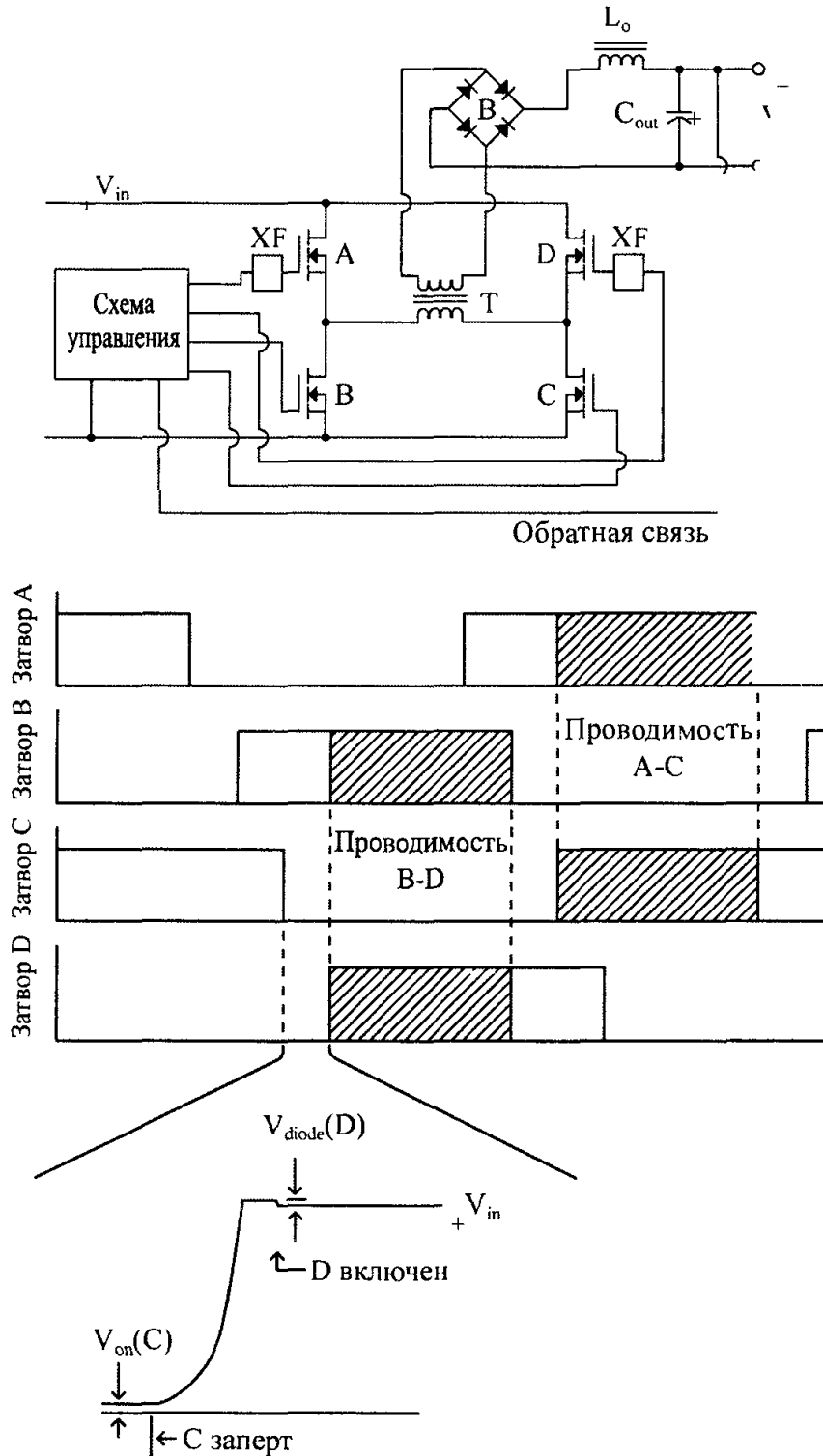


Рис. 4.18. Фазовая модуляция в полномостовом преобразователе с ШИМ

4.7.1. Синхронный понижающий преобразователь на 10 В

Этот пример является результатом “перепроектирования” проекта, рассмотренного в разделе 3.15.1, демонстрирующего способ включения в источник питания синхронных выпрямителей.

При проектировании синхронного импульсного источника питания следует быть очень внимательным при выборе микросхемы управления. Ради максимизации КПД и минимизации занимаемого пространства средний синхронный контроллер получает много свободы в работе системы, что делает его пригодным только дл:

приложения, указанного поставщиком микросхемы. Многие тонкости работы не могут быть определены без полного прочтения спецификации. Например, всякий раз, когда я пытаюсь разработать синхронный преобразователь и пробую использовать готовые микросхемы, мне приходится выбрасывать три-четыре проекта. Это связано с тем, что я сталкивался с неожиданными функциональными режимами, которые нельзя обойти или модифицировать из-за того, что какую-то функцию нельзя вывести ни на один из контактов. Излишне говорить, что подобные преграды всегда возникают на пути тех, кто хочет сделать что-либо, отличное от простого копирования хорошо отработанных решений.

Конечная схема рассматриваемого преобразователя показана на рис. 4.19.

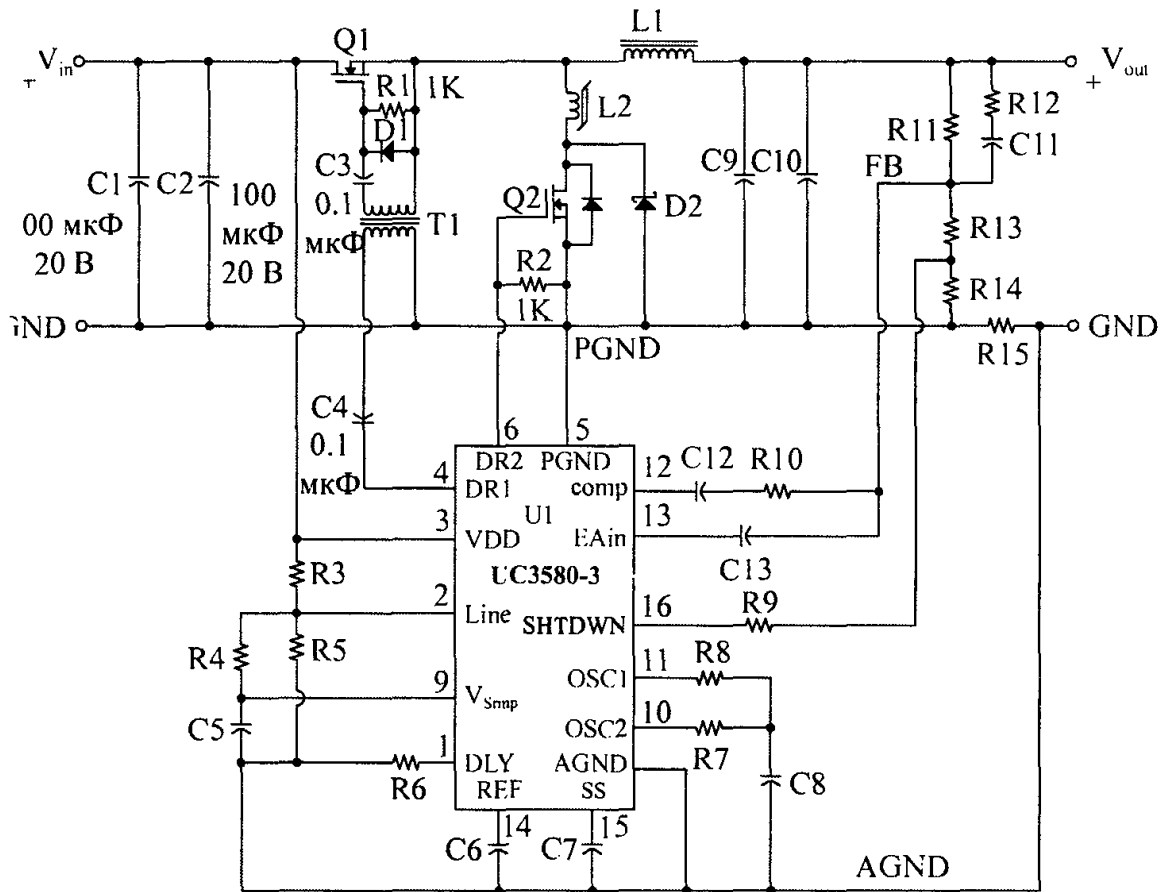


Рис. 4.19. Синхронный понижающий преобразователь на 10 Вт

Спецификация проекта

Диапазон входного напряжения: 0–14 VDC.

Выходное напряжение: +5 VDC.

Номинальный выходной ток: 2 А.

Тредел перегрузки по току: 3 А.

Напряжение пульсации на выходе: +30 мВ (двойная амплитуда).

Нестабильность на выходе: ± 1%.

Максимальная рабочая температура: +40C°.

Предпроектные оценки “черного ящика”

Выходная мощность: +5 В · 2 А = 10 Вт (максимальная).

Входная мощность: $P_{out} / \text{оценочный КПД} = 10 \text{ Вт} / 0,9 = 11,1 \text{ Вт}$.

Потери на ключе: $(11,1 - 10) \text{ Вт} \cdot 0,5 = 0,5 \text{ Вт}$.

Потери на ограничивающем диоде: $(11,1 - 10) \text{ Вт} \cdot 0,5 = 0,5 \text{ Вт}$.

Средние входные токи

Вход с низким уровнем сигнала: $11,1 \text{ Вт} / 10 \text{ В} = 1,11 \text{ А}$.

Вход с высоким уровнем сигнала: $11,1 \text{ Вт} / 14 \text{ В} = 0,8 \text{ А}$.

Оценочный максимальный ток: $1,4 \cdot I_{\text{out(rated)}} = 1,4 \cdot 2,0 \text{ А} = 2,8 \text{ А}$.

Желаемая частота работы составляет 300 кГц.

Проектирование индуктора (см. раздел 3.5.5)

Наихудшее условия эксплуатации — при высоком входном напряжении.

$$L_{\text{min}} = \frac{(V_{\text{in(max)}} - V_{\text{out}})(1 - V_{\text{out}}/V_{\text{in(max)}})}{1,4 I_{\text{out(min)}} f_{\text{sw}}} = \frac{(14 \text{ В} - 5 \text{ В})(1 - 5 \text{ В} / 14 \text{ В})}{1,4(0,5 \text{ А})(300 \text{ кГц})} = 27,5 \text{ мкГн}$$

Здесь: $V_{\text{in(max)}}$ — максимально возможное входное напряжение; V_{out} — выходное напряжение; $I_{\text{out(min)}}$ — ток при наименьшей ожидаемой нагрузке; f_{sw} — частота работы.

В качестве индуктора следует выбрать кольцевой сердечник для поверхностного монтажа пластиковой монтажной панели с J-образными выводами. Существуют стандартные индукторы для поверхностного монтажа многих производителей. Выберем модель DO3340P-333 от компании Coilcraft с индуктивностью 33 мкГн.

Выбор полевых МОП-транзисторов ключа и синхронного выпрямителя

Ключ

В качестве ключ должен выступать мощный полевой МОП-транзистор с каналом n-типа и трансформаторной связью. Для экономии места на печатной плате воспользуемся МОП-транзистором с двойным n-каналом в корпусе SO-8. Максимальное входное напряжение составляет 14 VDC, следовательно, приемлемо напряжение V_{DSS} номиналом +30 В или более. Максимальный ток составляет 2,8 А.

Первым шагом в процессе выбора будет определение максимального сопротивления $R_{\text{DS(on)}}$ для требуемых полевых МОП-транзисторов. Находим его путем проверки температурной модели (см. Приложение А):

$$R_{\text{DS(on-max)}} = [T_{\text{j(max)}} - T_{\text{amb(max)}}] / [(I_{\text{D}})^2 (R_{\text{JA}})].$$

Желательно также удерживать уровень рассеяния тепла для данного устройства на уровне менее 1 Вт, так что оценка $R_{\text{DS(on)}}$ должна быть не меньше, чем:

$$R_{\text{DS(on)}} < P_{\text{D(est)}} / (I_{\text{pk(est)}})^2 = 1 \text{ Вт} / (2,8 \text{ А})^2 < 127 \text{ мОм}.$$

Выбираем полевой МОП-транзистор с двойным n-каналом FDS6912A с сопротивлением в состоянии проводимости 28 мОм при $V_{\text{GS}} = 10 \text{ В}$ в корпусе SO-8.

Синхронный диод

Параллельно внутреннему диоду полевого МОП-транзистора следует включить диод Шотки с номиналом около 30% от непрерывного номинала синхронного МОП-транзистора. Это даст около 0,66 А при 30 В. Воспользуемся диодом MBRS130. При силе тока 0,66 А этот диод дает падение прямого напряжения 0,35 В.

Альтернативный выбор

Компания Fairchild Semiconductor на момент написания этой книги выпускала диод Шотки, Ю интегрированный с полевым МОП-транзистором, причем этот параллельный диод помещен прямо на кремниевом кристалле транзистора (SyncFET).

SyncFET содержит полевой МОП-транзистор с n-каналом сопротивлением 40 мОм, совмещенный с собственно SyncFET сопротивлением 28 мОм. Этот элемент имеет номер FDS6982S.

Выходной конденсатор (см. раздел 3.6)

Емкость выходного конденсатора определяется по следующей формуле:

$$C_{\text{out(min)}} = \frac{I_{\text{out(max)}} (1 - DC_{\text{min}})}{f_{\text{sw}} V_{\text{ripple(p-p)}}} = \frac{(2 \text{ A})(1 - 5 \text{ В} / 14 \text{ В})}{(300 \text{ кГц})(30 \text{ мВ})} = 142 \text{ мкФ}$$

Основной “заботой” как для входного, так и для выходного конденсаторов является ток пульсации, входящий в конденсатор. В данном примере ток пульсации идентичен переменному току индуктора. Максимальные пределы для тока индуктора составляют 2,8 А для I_{peak} и около половины максимального выходного тока, т.е. 1,0 А. Таким образом, ток пульсаций составляет 1,8 А (двойная амплитуда), или оценочное значение RMS составляет 0,6 А (около 1/3 двойной амплитуды пульсаций).

Воспользуемся танталовым конденсатором для поверхностного монтажа, поскольку он обычно показывает всего 10–20% от ESR электролитических конденсаторов. Кроме того, уменьшим номиналы кандидатов на 30% при температуре окружающей среды +85°C.

Лучшие конденсаторы, подходящие для наших целей, изготавливает компания AVX. Они имеют очень низкий уровень ESR и, таким образом, могут работать с очень большими уровнями тока пульсаций. Эти конденсаторы исключительны. Включим параллельно следующих два элемента:

Конденсатор компании AVX:

- TPSE107M01R0150 — 100 мкФ (20%), 10 В, 150 мОм, 0,894 A_{rms} ;
- TPSE107M01R0125 — 100 мкФ (20%), 10 В, 125 мОм, 0,980 A_{rms} .

Конденсатор компании Nichicon: F751A107MD — 100 мкФ (20%), 10 В, 120 мОм, 0,920 A_{rms} .

Конденсаторы входного фильтра (см. разделы В.1 и В.2)

На этот конденсатор поступает волна тока той же формы, что и на ключ: трапецидальная волна с начальным током около 1 А, повышающегося до 2,8 А, и с очень крутыми фронтами. Конденсатор входного фильтра работает в гораздо более суровых условиях, чем конденсатор выходного фильтра. Оценим значение RMS волны трапецидальной формы как суперпозицию двух форм: прямоугольной с пиком 1 А и треугольной с пиком 1,8 А. Это дает оценку RMS, равную 1,1 А.

Емкость конденсатора входного фильтра вычислим по формуле:

$$C_{\text{in}} = \frac{P_{\text{in}}}{f_{\text{sw}} (V_{\text{ripple(p-p)}})^2} = \frac{11,1 \text{ Вт}}{(300 \text{ кГц})(0,5)^2} = 148 \text{ мкФ}.$$

При больших уровнях напряжения конденсаторы имеют меньшую емкость. Таким образом, это должны быть два конденсатора на 100 мкФ, включенные параллельно. Кандидатами на эту роль являются следующие конденсаторы компании AVX:

- TPS107M020R0085 — 100 мкФ (20%), 20 В, 85 мОм, 1,534 A_{rms} ;
- TPS107M020R0200 — 100 мкФ (20%), 20 В, 200 мОм, 1,0 A_{rms} .

Выбор микросхемы контроллера (U1)

Требуемые свойства микросхемы понижающего контроллера:

1. Способность работать напрямую от входного напряжения.
2. Ограничение перегрузки по току (двойная амплитуда).
3. Драйверы с двухтактными выходными каскадами на полевых МОП-транзисторах.
4. Управление задержкой между ключом и МОП-транзисторами синхронного выпрямителя.

На рынке присутствует совсем немного синхронных понижающих контроллеров, не рассчитанных на микропроцессорное применение в локальной стабилизации при напряжениях от +5 до +1,8 В (т. е. $V_{DD} = +12$ В и $V_{in} = +5$ В). Имеются также микросхемы, у которых достаточно функций вынесено на выводы, так что их можно без труда приспособить для нужд своего приложения. Я отбросил сразу два изделия двух ведущих калифорнийских компаний (не побейте меня камнями) и нашел лишь одно подошедшее мне изделие: UC3580-3 от компании Unitrode/TI.

Внутреннее опорное напряжение, подаваемое на усилитель ошибки, составляет $2,5 \text{ В} \pm 2,5\%$.

Установка рабочей частоты (R7, R8 и C8)

Сопротивление R8 заряжает тактирующий конденсатор C8, а R7 разряжает его. Во-первых, необходимо определить максимальный рабочий цикл преобразователя. Поскольку выходное напряжение составляет около 50% самого низкого уровня входного напряжения, выбираем максимальный рабочий цикл 60%. По спецификации получаем:

$$\text{Макс. рабочий цикл} = R8 / (R8 + 1,25 R7) \text{ или } R8 = 1,875 R7.$$

Время зарядки составляет $0,6 / 300$ кГц или максимум 2 мкс. В таблицах параметров для синхронизирующего конденсатора указано значение 100 пФ, которое достаточно мало и не рассеивает много энергии. Остановимся на нем. Таким образом, сопротивление R8 будет равно:

$$R8 = 2,0 \text{ мкс} / 100 \text{ пФ} = 20 \text{ кОм};$$

$$R7 = 20 \text{ кОм} / 1,875 = 10,66 \text{ кОм (принимаем } 12 \text{ кОм)}.$$

Вольт-секундный ограничитель (R4 и C5)

В выбранной микросхеме реализован метод ограничения прямой связи по максимальной длительности импульса. С повышением входного напряжения ожидаемая рабочая длительность импульсов в понижающем преобразователе уменьшается. RC-осциллятор напрямую соединен со входным напряжением, и его тайм-аут обратно пропорционален входному напряжению. Длительность тайм-аута установлена примерно на 30% больше, чем ожидаемая рабочая длительность импульсов. Если проходной элемент остается проводящим в тот момент, когда вольт-секундный осциллятор находится в состоянии тайм-аута, то проходной элемент запирается.

Выбираем конденсатор C5 тоже емкостью 100 пФ, поскольку частота его тактирования примерно та же, что и у осциллятора. Это дает сопротивление R4, равное примерно 47 кОм.

Установка времени задержки между полевыми МОП-транзисторами проходного элемента и синхронного выпрямителя

Можно было бы провести расчеты задержек переключения, как это описано в разделе 3.7.2, но на этапе макетирования все равно придется корректировать сопротивление резистора установки задержки (R6). Для нашего приложения подойдет стартовое значение 100 нс. Типичная задержка при переходе полевого МОП-транзистора в состояние проводимости составляет около 60 нс.

Микросхема производит асимметричную задержку. Исходя из графика в спецификации, сопротивление 100 кОм дает задержку включения проходного элемента примерно 110 нс, а задержку выключения — 180 нс.

На этапе макетирования эти задержки можно уменьшить. Задержки такой длины приводят к тому, что диоды слишком долго проводят ток, приводя с слишком большими потерям.

Проектирование трансформатора управления затвором (T1)

Трансформатор управления затвором представляет собой очень простой прямоходовый трансформатор с коэффициентом трансформации 1:1. К нему не предъявляется каких-либо экстраординарных требований, поскольку он — очень маломощный трансформатор со связью по переменному току (биполярный магнитный поток), работающий на частоте 300 кГц.

Выбираем ферритовый кольцевой сердечник диаметром около 10 мм, такой как K₅T10x2,5x5 ($B_{sat} = 3300$ Гс) от компании TDK или 266T125-3D3 ($B_{sat} = 3800$ Гс) от компании Philips.

Как сказано в разделе 3.5.3, количество витков для обеспечения магнитной индукции 1000 Гс (0,1 Тл), или $0,3B_{sat}$, составляет:

$$N_{pri} = \frac{V_{in(nom)}}{4 \cdot B_{max} \cdot f \cdot A_c} = \frac{12 \text{ В}}{4(300 \text{ кГц})(1000 \text{ Гс})(0,06 \text{ см}^2)} = 16,6 \text{ витков (округляем до 17)}.$$

У трансформатора управления затвором будет бифилярная обмотка, когда два идентичных провода (примерно #30 по AWG) наматываются одновременно равными витками. Для удобства трансформатор будет монтироваться на цоколе для поверхностного монтажа с четырьмя выводами в форме крыла чайки.

Резистор считывания тока (R15) и резисторный делитель считывания напряжения (R11 и R13)

Микросхема предоставляет только контакт отключения с порогом активации минимум 0,4 В. Введем “икотный” режим защиты от перегрузки по току как форму резервной защиты. Для минимизации размеров резистора считывания тока применим один из вариантов считывающей цепи ограничения по току. Здесь 0,35 В будет внесено резистором резисторного делителя считывания напряжения (R14). Тогда сопротивление R15 будет:

$$R15 = 0,05 \text{ В} / 3 \text{ А} = 16,6 \text{ мОм (принимаем 20 мОм)}.$$

Соответствующий резистор от компании Dale имеет номер WSL-2010-.02-05.

Пример считываемый ток, протекающий через резисторный делитель считывания напряжения, равным 1 мА. Это дает суммарное сопротивление R13 и R14 равным

$$R_{sum} = 2,5 \text{ В} / 1 \text{ мА} = 2,5 \text{ кОм}.$$

В этом случае, $R_{14} = 0,35 \text{ В} / 1 \text{ мА} = 350 \text{ Ом}$ (принимаем 360 Ом); $R_{13} = 2,5 \text{ кОм} - 360 \text{ Ом} = 2,14 \text{ кОм}$ (принимаем 2,15 кОм при допуске 1%).

Тогда $R_{11} = (5,0 - 2,5) \text{ В} / 1 \text{ мА} = 2,5 \text{ кОм}$ (принимаем 2,49 кОм при допуске 1%).

Компенсация контура обратной связи по напряжению (см. Приложение Б)

Это — прямоходовый преобразователь, работающий в режиме по напряжению. Для обеспечения оптимальной продолжительности переходных процессов воспользуемся методом двух полюсов и двух “нулей” компенсации.

Определение характеристик “схема управления - выход”

Полюс выходного фильтра определяется индуктором и конденсатором фильтра и имеет спад -40 дБ/декаду . Его номинальная частота излома характеристики составляет:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(33 \text{ мкГн})(200 \text{ мкФ})}} = 1959 \text{ Гц.}$$

“Ноль” обусловлен конденсатором(ами) выходного фильтра (ESR образуется от двух параллельных конденсаторов на 150 Ом) при частоте

$$f_{\text{esr}} = \frac{1}{2\pi R_{\text{esr}} C_o} = \frac{1}{2\pi (75 \text{ мОм})(200 \text{ мкФ})} = 10610 \text{ Гц.}$$

Внутреннее абсолютное усиление схемы питания постоянного тока составляет:

$$A_{\text{DC}} \approx V_{\text{in}} / \Delta V_{\text{error}} = 14 \text{ В} / 2,9 \text{ В} = 4,8;$$

$$G_{\text{DC}} = 20\text{Log}(A_{\text{DC}}) = 13,6 \text{ дБ.}$$

Размещение компенсационных полюсов и “нулей” усилителя ошибки

Воспользуемся частотой перехода на усилении $f_{x0} = 15 \text{ кГц}$, чего вполне достаточно для большинства приложений. Это обеспечивает продолжительность переходных процессов около 200 мкс.

Вначале примем, что окончательная цепь компенсации замкнутого контура будет иметь непрерывный наклон -20 дБ/декаду . Для достижения частоты перехода в 15 кГц усилитель должен усилить входной сигнал и “подтолкнуть вверх” кривую усиления графика Боде (рис. 4.20).

$$G_{x0} = 20\text{Log}(f_{x0} / f_p) - G_{\text{DC}} = 20\text{Log}(15 \text{ кГц} / 1959 \text{ Гц}) - 13,6 \text{ дБ};$$

$$G_{x0} = G_2 = +4,1 \text{ дБ};$$

$$A_{x0} = A_2 = 1,6 \text{ (абсолютное усиление).}$$

Это и есть усиление, необходимое на плато средней частоты (G_2) для достижения требуемой частоты перехода.

Усиление на первом наборе компенсационных “нулей” составляет:

$$G_1 = G_2 + 20\text{Log}(f_{ez2} / f_{ep1}) = +4,1 \text{ дБ} + 20\text{Log}(980 \text{ Гц} / 10610 \text{ Гц}) = -16,5 \text{ дБ};$$

$$A_1 = 0,15 \text{ (абсолютное усиление).}$$

Для компенсации двойного полюса фильтра поместим два “нуля” на половинной частоте полюса фильтра:

$$f_{ez1} = f_{ez2} = 980 \text{ Гц.}$$

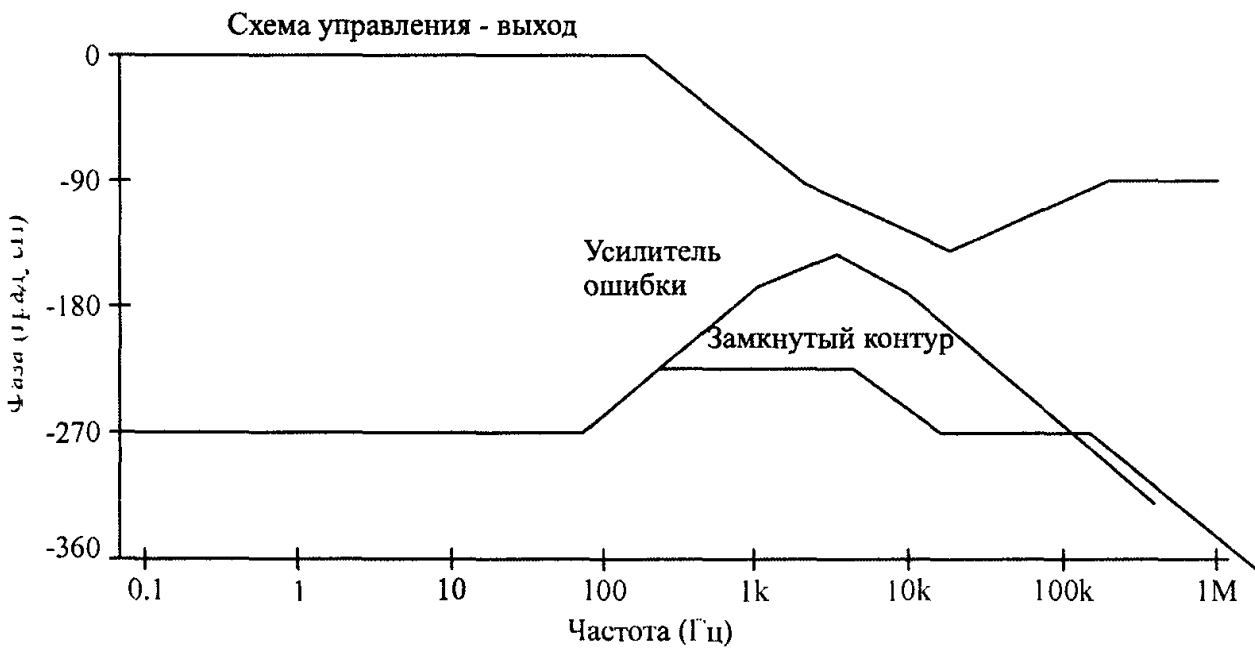
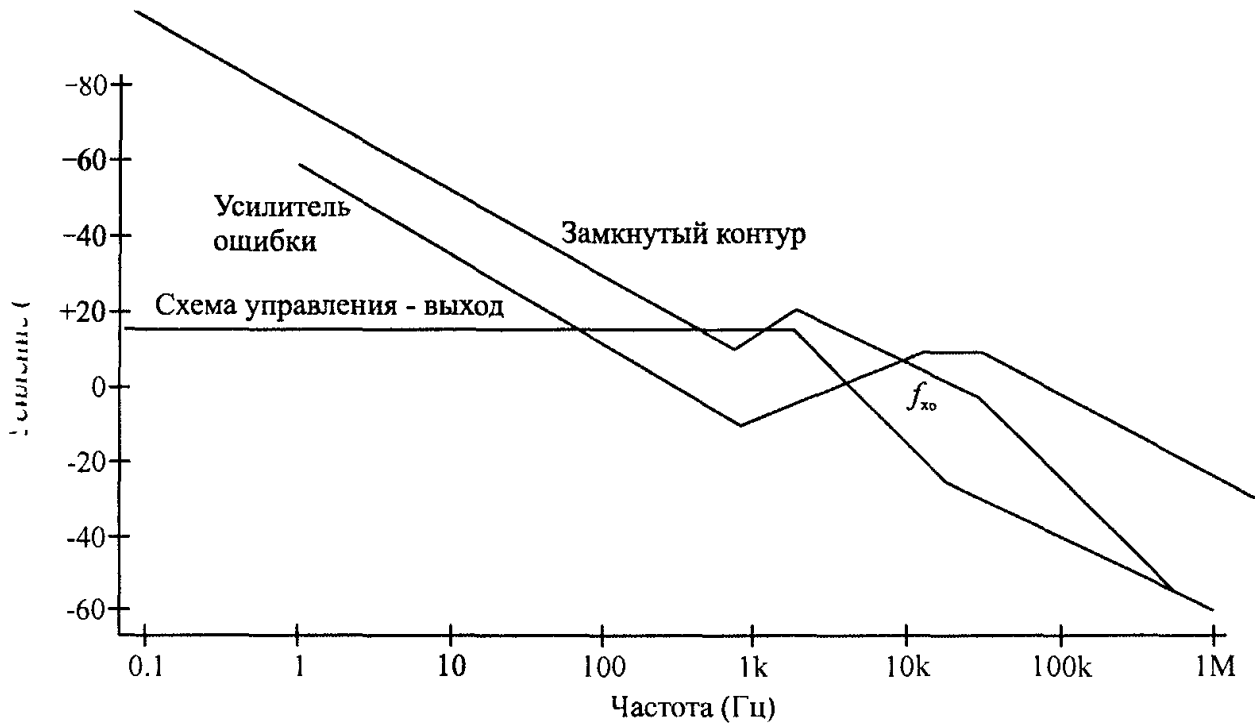


Рис. 4.20. Графики Бode усиления и фазы для примера проекта 4.7.1:
а — диаграмма усиления; б — фазовая диаграмма

Первый компенсационный полюс будет расположен на частоте ESR конденсатора (4020 Гц):

$$f_{ep1} = 10610 \text{ Гц.}$$

Второй компенсационный полюс используется только для поддержки высокочастотной стабильности путем подавления усиления над частотой перехода:

$$f_{ep2} = 1,5f_{x0} = 22,5 \text{ кГц.}$$

Теперь можно начать расчет величин для компонентов внутри усилителя ошибки.

$$C_{13} = \frac{1}{2\pi \cdot A_2 \cdot R_{11} \cdot f_{x0}} = \frac{1}{2\pi(1,6)(2,49 \text{ кОм})(15 \text{ кГц})} = 0,0026 \text{ мкФ (принимаем } 0,0027 \text{ мкФ)};$$

$$R_{10} = A_1 \cdot R_{11} = 0,15 \cdot 2,59 \text{ кОм} = 373 \text{ Ом (принимаем } 360 \text{ Ом)};$$

$$C_{12} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{10} \cdot f_{ez1}} = \frac{1}{2\pi(360 \text{ Ом})(10610 \text{ Гц})} = 0,042 \text{ мкФ (принимаем } 0,05 \text{ мкФ)};$$

$$R_{12} = R_{10} / A_2 = 360 \text{ Ом} / 1,6 = 225 \text{ Ом (принимаем } 220 \text{ Ом)};$$

$$C_{10} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{12} \cdot f_{ez2}} = \frac{1}{2\pi(220 \text{ Ом})(22,5 \text{ кГц})} = 0,31 \text{ мкФ (принимаем } 0,33 \text{ мкФ)}.$$

4.7.2. Квазирезонансный обратноходовый преобразователь с управлением по току и переключением при нулевом напряжении

Этот проект возвращает нас к традиционным квазирезонансным преобразователям с управлением по напряжению и переключением при нулевом напряжении (ПНН). Модифицировав стандартную схему правления без ограничения рабочего цикла, работающую в токовом режиме, для реализации метода управления в токовом режиме с фиксированным временем выключения, можно создать топологию с ПНН. При этом дополнительные преимущества заключаются в защиты от перегрузки по току и оперативность токового режима вместе со снижением потерь переключений резонансной технологии. Хотя в топологии с ПНН рабочая частота не может превышать 1 МГц, она имеет такие преимущества как отсутствие потерь переключений и пониженное излучение электромагнитных помех. Схема рассматриваемого здесь преобразователя показана на рис. 4.21.

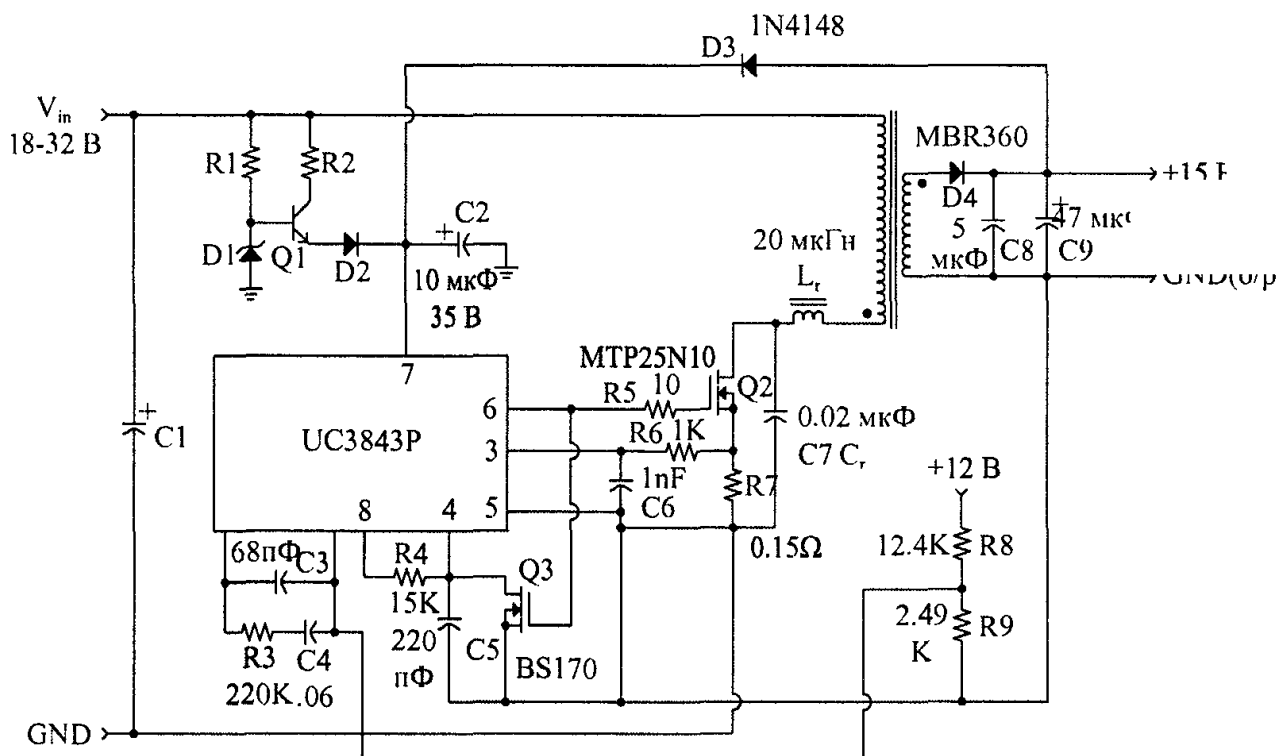


Рис. 4.22. Квазирезонансный обратноходовый преобразователь с управлением в токовом режиме и ПНН

Проектная спецификация

Диапазон входного напряжения: 18–32 VDC; + 24 VDC (номинал).

Выходное напряжение: +15 VDC при 0,5–1,0 А.

Нижний уровень “не стартового” напряжения: 8 В ± 1 В.

Предпроектные оценки “черного ящика”

Выходная мощность: $V_{out} \cdot I_{out} = 15 \text{ В} \cdot 1 \text{ А} = 15 \text{ Вт}$.

Максимальный ток:

$$I_{pk} = 5,5 \cdot P_{out} / V_{in(min)} = 5,5 \cdot 15 \text{ Вт} / 18 \text{ В} = 4,6 \text{ А}.$$

Средние входные токи:

$$I_{in(av)} = P_{out} / (\text{КПД} \cdot V_{in(nom)}) = 15 \text{ Вт} / (0,9 \cdot 24 \text{ В}) = 0,694 \text{ А};$$

$$I_{in(av-hi)} = P_{out} / (\text{КПД} \cdot V_{in(low)}) = 15 \text{ Вт} / (0,9 \cdot 18 \text{ В}) = 0,926 \text{ А}.$$

Диаметр провода, необходимого для первичной обмотки трансформатора, определяется тем, что источник питания работает при номинальном токе нагрузки на напряжении 18 В. Таким образом, провод должен быть эквивалентен проводу #20 по AWG.

Проектирование обратноходового трансформатора

Трансформатор внутри источника питания будет единственным компонентом, не предназначенным для поверхностного монтажа, поскольку не существует сердечников для трансформаторов данного типа такого размера, чтобы поддерживать мощность 15 Вт. В данном случае можно было бы выбрать кольцевой сердечник, но воспользуемся низкопрофильный сердечником типа “Ш-Ш” от компании TDK.

Определение материала сердечника

Наш источник питания будет работать в частотном диапазоне от 150–500 кГц, что предполагает использование двух типов материала сердечника. При частотах до 800 кГц применимы материалы “F”, “3С8” и “Н₇Р₄” или подобные им, изготавливаемые различными производителями. Для области мГц применяют материалы “N”, “3С85” и “Н₇Р₄₀”, имеющие несколько меньшие потери на сердечнике в данном частотном диапазоне. Воспользуемся материалом Н₇Р₄₀ от компании TDK.

Определение размеров сердечника

Компания TDK ранжирует свои сердечники по значению мощности, которая может быть обработана сердечником в однотранзисторном прямоходовом преобразователе. Требования по напряжению очень похожи на требования, предъявляемые в обратноходовом преобразователе. Сердечник EPC с номиналом мощности от 15 Вт и выше имеет размер EPC 17. Номера компонентов для сборки: сердечник PC40EPC17-Z, кассета BER17-1111CPH и фиксатор FEPC17-A.

Определение индуктивности первичной обмотки

Примем максимальное время включения 7 мкс, проявляемое при минимальном входном напряжении. Тогда индуктивность первичной обмотки будет такой:

$$L_{pri} = V_{in(min)} \cdot T_{on(max)} / I_{pk} = 18 \text{ В} \cdot 7 \text{ мкс} / 4,6 \text{ А} = 27,3 \text{ мкГн}.$$

Длина воздушного зазора приблизительно составит:

$$l_{\text{gap}} = \frac{0,4\pi L(I_{\text{pk}})^2 10^8}{A_c(B_{\text{max}})^2} = \frac{0,4\pi (27 \text{ мкГн})(4,6 \text{ А})^2 10^8}{(0,22 \text{ см}^2)(1800)^2} = 0,101 \text{ см.}$$

Величина A_L сердечника при таком воздушном зазоре составляет примерно 55 нГн/Н^2 . Эта величина соответствует версии, используемой компанией TDK, и применяется для определения числа витков по следующей формуле:

$$N_{\text{pri}} = \sqrt{\frac{L_{\text{pri}}}{A_L}} = \sqrt{\frac{27 \text{ мкГн}}{55 \text{ мкГн}}} = 22,2 \text{ витков (принимаем 22).}$$

Индуктивность вторичной обмотки управляет тем, насколько быстро сердечник сам будет освобождаться от сохраненной энергии для работы в прерывистом режиме. Поскольку входное и выходное напряжения очень близки по величине, можно принять коэффициент трансформации равным 1:1. Это даст время выключения 3 мкс в сравнимой системе с ШИМ. Примем коэффициент трансформации 1:1. Это будет бифилярная намотка для обеспечения наиболее тесного взаимодействия обмоток.

$$N_{\text{sec}} = 22 \text{ витка.}$$

Калибры проводов по AWG:

- первичная обмотка: #20 или эквивалентный — 3 жилы #24;
- вторичная обмотка: #20 или эквивалентный — 3 жилы #24.

Во избежание путаницы, воспользуемся проводами двух разных цветов.

Метод намотки трансформатора

Первичная и вторичная обмотки будут свиты вместе перед намоткой на катушку. Обмотки будут разделены на каждом конце (различаемому по цветам) и припаяны к назначенным контактам. Для эстетичности и защиты на внешнюю поверхность будет нанесен слой майларовой пленки.

Проектирование резонансного колебательного контура

Это будет лишь первичная оценка для величин колебательного контура, поскольку на данный момент невозможно предсказать влияние всех паразитных элементов, проявляемых в физической цепи. На этапе макетирования вычисленные величины для колебательного контура и установки времени выключения в микросхеме контроллера потребуются откорректировать.

Прежде всего, примем, что мощность, сохраняемая внутри колебательного LC-контура, будет распределена пропорционально, то есть:

$$\frac{P_{\text{out}}}{f_{\text{op}}} = \frac{C_r V_c^2}{2} = \frac{L_r i_L^2}{2}.$$

Разрешив эти соотношения относительно емкости резонансного конденсатора, получим:

$$C_r = \frac{2P_{\text{out}}}{V_c^2 \cdot f_{\text{op}}}.$$

Ограничим максимальное напряжение на резонансном конденсаторе (C7) до значения меньше 100 В (70В). Тогда получим:

$$C_r = \frac{2(15 \text{ Вт})}{(70 \text{ В})^2 (250 \text{ кГц})} = 0,024 \text{ мкФ (принимаем 0,2 мкФ).}$$

Максимальная рабочая частота источника питания была выбрана равной 250 кГц. При малых нагрузках максимальное время включения должно составлять порядка 10–15%. Таким образом, частота резонанса также составит около 250 кГц. Теперь рассчитаем резонансный индуктор:

$$L_r = \frac{1}{C_r(2\pi f_r)^2} = \frac{1}{(0,02 \text{ мкФ})(2\pi(250 \text{ кГц}))^2} = 20 \text{ мкГн.}$$

Проектирование каскада выходного выпрямителя/фильтра

Выбор выходного выпрямителя

$$V_r = V_{\text{out}} + (N_{\text{sec}} / N_{\text{pri}}) \cdot V_{\text{in(max)}} = 15 \text{ В} + 32 \text{ В} = 47 \text{ В.}$$

Выберем в качестве диода D4 компонент под номером MBR360.

Расчет требуемого конденсатора выходного фильтра

$$C_0 = I_{\text{out(max)}} \cdot T_{\text{off}} / V_{\text{ripple}} = 1 \text{ А} \cdot 2 \text{ мкс} / 50 \text{ мВ} = 40 \text{ мкФ.}$$

Принимаем емкость C8 равной 47 мкФ при 25 VDC. Воспользуемся танталовым конденсатором очень высокого класса, включив его параллельно с керамическим конденсатором емкостью 0,5 мкФ.

Проектирование секции запуска

Воспользуемся схемой запуска в стиле линейного стабилизатора с ограничением по току. Для R1 (резистора смещения базы), сопротивление будет равно:

$$R1 = (18 - 12)\text{В} / 0,5 \text{ мА} = 12 \text{ кОм.}$$

Сопротивление R2 (резистора ограничения тока через коллектор) составит:

$$R2 = (18 - 13)\text{В} / 10 \text{ мА} = 500 \text{ Ом (принимаем 510 Ом).}$$

Проектирование секции контроллера

Используем в качестве микросхемы управления “тепличный” вариант UC3842 с управлением в токовом режиме. Эта микросхема особенна тем, что не использует 50%-ное ограничение рабочего цикла. Осциллятор будет работать как одновibrator с фиксированным временем выключения, что означает закорачивание тактового конденсатора на землю, и после чего время включения контролируется только через входной контакт считывания тока. По достижении соответствующей силы тока тактовый конденсатор освобождается, и осциллятор будет работать подобно одноканальному таймеру для определения времени выключения и запуска следующего цикла включения.

Модификация контроллера для фиксированного времени выключения

Это выполняется путем подключения к тактовому конденсатору небольшого сигнального полевого МОП-транзистора с каналом n-типа. Его затвор соединяется с затвором главного мощного МОП-транзистора. В качестве сигнального МОП-транзистора можно выбрать, например, BS170 или 2N7002. Обратившись к спецификациям тактирующих элементов и учитывая необходимость во времени выключения, равном примерно 2 мкс, получаем сопротивление тактового резистора порядка 15 кОм и емкость тактового конденсатора 200 пФ. На этапе макетирования эти величины будут подкорректированы для получения полупериода резонанса колебательного контура.

Проектирование контура обратной связи по напряжению

Примем ток считывания равным 1 мА. В результате нижний резистор (R9) в резисторном делителе считывания напряжения будет иметь сопротивление 2,49 кОм с допуском 1%. Верхний резистор (R8) имеет сопротивление:

$$R8 = (15 - 2,5)В / 1мА = 12,5 кОм \text{ (принимаем } 12,4 \text{ кОм с допуском } 1\%).$$

Проектирование компенсации контура обратной связи

Квазирезонансные источники питания с переключением при нулевом напряжении обычно регулируются по частоте в соотношении 4:1 в зависимости от изменения во входной линии и нагрузке. Эта регулировка дает оценку минимальной частоты переключений 80 кГц. Мы должны оценить эту величину для компенсации.

Кривые характеристики “схема управления – выход” для обратноходового преобразователя с управлением по току, даже несмотря на то, что он работает с переменной частотой, имеют однополюсную природу. Поэтому воспользуемся методом компенсации с одним полюсом и “нулем”. Положение полюса фильтра и нуля ESR, а также усиления постоянного тока определяются следующими формулами:

$$A_{DC} = \frac{(28 В - 15 В)^2}{28 В \cdot 2,5 В} = 2,41;$$

$$G_{DC} = 20 \text{Log}(2,41) = 7,7 \text{ дБ};$$

$$f_{fp(hi)} = \frac{1}{2\pi(15 В / 1 А)(47 \text{ мкФ})} = 225 \text{ Гц (при номинальной нагрузке } 1 А);$$

$$f_{fp(low)} = \frac{1}{2\pi(15 В / 0,5 А)(47 \text{ мкФ})} = 112 \text{ Гц (при малой нагрузке } 0,5 А).$$

Кривые характеристики “схема управления – выход” показаны на рис. 4.22. Частота перехода на усилении должна быть ниже, чем $f_{sw} / 5$, или

$$f_{xo} < 80 \text{ кГц} / 5 = 16 \text{ кГц}.$$

Остановимся на частоте $f_{xo} = 10 \text{ кГц}$.

Для того чтобы определить значение усиления, необходимого для повышения функции закрытого контура до 0 дБ при частоте перехода, используют следующие формулы (см. (Б.24)):

$$G_{xo} = 20 \text{Log}(f_{xo} / f_{fp(hi)}) - G_{DC} = 20 \text{Log}(10000 / 225) - 7,7 \text{ дБ} = 25,2 \text{ дБ (требуется только для графика Боде)}.$$

$$A_{xo} = 18,3 \text{ (коэффициент масштабирования усиления — потребуется позднее)}.$$

Располагаем “нуль” компенсации усилителя ошибки в положение наименьшего появления полюса фильтра, или

$$f_{ez} = f_{fp(low)} = 112 \text{ Гц}.$$

Располагаем полюс компенсации усилителя ошибки на наименьшей предполагаемой частоте “нуля”, обусловленной ESR конденсатора, или

$$f_{ep} = f_{p(ESR)} = 10 \text{ кГц (приблизительно)}.$$

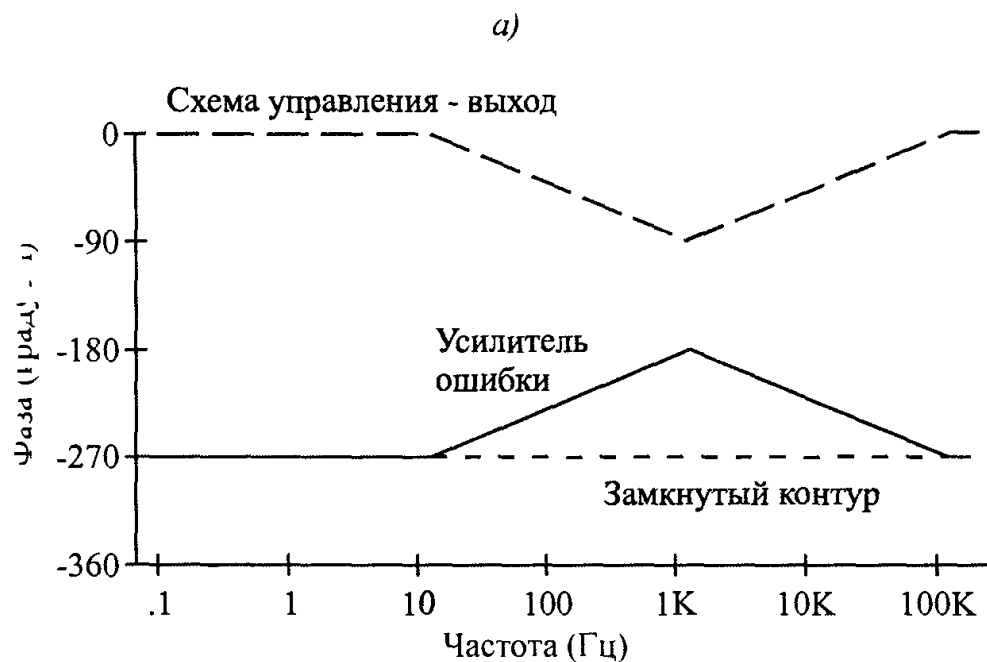
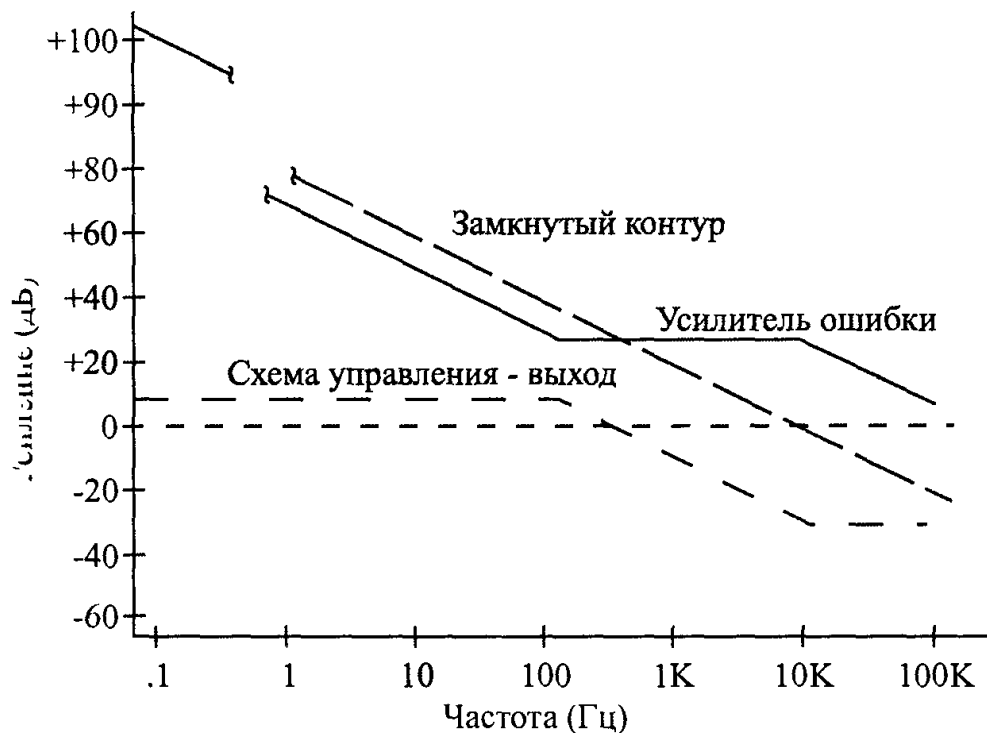


Рис. 4.22. Графики Бode для усиления и фазы в примере проекта 4.7.2:
а — диаграмма усиления; б — фазовая диаграмма

ная значение сопротивления верхнего резистора в делителе считывания напряжения +5 В ($R_1 = 12,4$ кОм), получаем:

$$C_3 = \frac{1}{2\pi(f_{x0})(A_{x0})(R_1)} = \frac{1}{2\pi(10 \text{ кГц})(18,3)(12,4 \text{ кОм})} = 70 \text{ пФ (принимаем 68 пФ)};$$

$$R_3 = A_{x0}R_1 = 18,3 (12,4 \text{ кОм}) = 227 \text{ кОм (округляем до 220 кОм)};$$

$$C_4 = \frac{1}{2\pi f_{cz}R_2} = \frac{1}{2\pi(112 \text{ Гц})(220 \text{ кОм})} = 0,065 \text{ мкФ (округляем до 0,06 мкФ)}.$$

4.7.3. Автономный квазирезонансный полумостовой преобразователь с ПНН

Этот преобразователь предназначен для функционирования в качестве понижающего источника питания в распределенных системах. У него только один выход на +28 VDC, 10 А. Это будет классический квазирезонансный полумостовой преобразователь с ПНН: переменная частота, управление по напряжению с усредненной защитой от перегрузки по току — типичный представитель проектов с использованием доступных на современном рынке микросхем управления.

Данный пример — это проект с ШИМ (см. раздел 3.15.4), модифицированный под квазирезонансную топологию. Его конечная схема показана на рис. 4.25.

Проектная спецификация

Выходное напряжение: +28 VDC \pm 0,5.

Выходной номинальный ток: 10 А, минимальная нагрузка — 1 А.

Диапазон входного напряжения: 105–130 VAC; 208 – 240 VAC.

Напряжение пульсаций на выходе: 50 мВ (двойная амплитуда).

Стабилизация выхода: \pm 2%.

Предпроектные расчеты

Номинальная выходная мощность: $P_{out} = 28 \text{ В} \cdot 10 \text{ А} = 280 \text{ Вт}$.

Оценка входной мощности: $P_{in(est)} = 280 \text{ Вт} / 0,8 = 350 \text{ Вт}$.

Входные постоянные напряжения (для напряжения 110 VAC используется удвоитель):

- от 110 VAC: $V_{in(low)} = 2 \cdot 1,414 \cdot 90 \text{ VAC} = 254 \text{ VDC}$;
 $V_{in(hi)} = 2 \cdot 1,414 \cdot 130 \text{ VAC} = 368 \text{ VDC}$;
- от 220 VAC: $V_{in(low)} = 1,414 \cdot 185 \text{ VAC} = 262 \text{ VDC}$;
 $V_{in(hi)} = 1,414 \cdot 270 \text{ VAC} = 382 \text{ VDC}$.

Средние входные токи (постоянные):

- наибольший: $I_{in(max)} = 350 \text{ Вт} / 254 \text{ VDC} = 1,38 \text{ А}$;
- наименьший: $I_{in(min)} = 350 \text{ Вт} / 382 \text{ VDC} = 0,92 \text{ А}$.

Оценка максимального тока: $I_{pk} = 2,8 \cdot 280 \text{ Вт} / 254 \text{ VDC} = 3,1 \text{ А}$.

Рассматриваемый преобразователь должен удовлетворять требованиям безопасности UL, CSA и VDE, которые будут влиять на выбор подхода к проектированию. Преобразователь будет работать между частотами 1 МГц при минимальной специфицированной нагрузке и не менее, чем 200 кГц при максимальной специфицированной нагрузке.

Проектирование трансформатора

Воспользуемся сердечником типа “Ш-Ш” с обязательными изолирующими слоями майларовой пленки для удовлетворения изоляционным требованиям безопасности. При принятых рабочих частотах должен быть использован материал высокочастотного сердечника для минимизации потерь сердечника на частоте 1 МГц. Такими материалами могут быть “К” от компании Magnetics, Inc., “3С85” от Philips или “N67” от Siemens.

Один из важных аспектов — это изменение магнитной индукции в рабочем диапазоне источника. При минимальной нагрузке (1 А) частота будет наивысшей (1 МГц), и значение B_{max} должно быть около $0,1B_{sat}$. При максимальной нагрузке рабочая частота не должна быть ниже, чем 200 кГц, так что значение B_{max} не должно

быть менее $0,3B_{\text{sat}}$. Начнем с того, что примем для B_{max} при частоте 1 МГц значение 200 Гс и используем его в качестве опорной точки.

Размер сердечника составит примерно 41 мм по каждой стороне. Этот размер соответствует сердечнику K-43515 от компании Magnetics, Inc. При проектировании трансформатора следует иметь в виду, что первый импульс при запуске формируется при полном входном напряжении, а последующие импульсы будут формироваться при половине значения входного напряжения или близко к ней. Чтобы быть уверенным в том, что сердечник не войдет в насыщение в течение этого первого импульса, следует ограничить максимальное значение B_{max} на уровне выше нормального:

$$N_{\text{pri}} = \frac{(382 \text{ В}) \cdot 10^8}{4(200 \text{ кГц})(2200 \text{ Гс})(0,904 \text{ см}^2)} = 24.$$

Проверяем максимальные значения рабочей магнитной индукции с помощью закона Фарадея: при малой нагрузке частота равна примерно 1 МГц, значение B_{max} равно 211 Гс. При большой нагрузке (200 кГц) B_{max} составляет 1100 Гс. Это в точности то, что нам нужно.

При вычислении числа витков вторичной обмотки мы должны учитывать, что резонансный период переходных процессов составляет примерно 0,5 мкс в границах максимального периода для полевого МОП-транзистора 2,5 мкс (при 200 кГц). Это соответствует 84% рабочего цикла. Таким образом,

$$N_{\text{sec}} = \frac{1,1(28 \text{ В} + 0,5 \text{ В})(24)}{(254 \text{ В} - 2 \text{ В})(0,84)} = 3,55 \text{ витков (принимаем 4)}.$$

На дополнительной обмотке должно быть два витка.

Метод намотки трансформатора (см. раздел 3.5.9)

Трансформатор должен наматываться так же, как и в примере полумостового проекта с ШИМ (см. раздел 3.15.9), то есть, вторичная обмотка должна перемежаться с двумя слоями первичной обмотки. Дополнительная обмотка будет размещена возле сердечника. Самой собой, для соблюдения требований VDE необходимы слой майларовой изоляционной пленки и зазор 2 мм между боковыми стенками катушки.

Аспекты проектирования колебательного L-C-контура

Желательно, чтобы частота резонанса колебательного контура составляла 1 МГц. В квазирезонансных преобразователях с ПНН цепь колебательный контур не отвечает за сохранение и передачу энергии, как это имеет место в преобразователях с ПНТ. В данном случае колебательный контур можно рассматривать скорее как формирователь переходных процессов выключения, подобный демпферу при использовании преобразователей с ШИМ. Здесь можно выбирать значения для индуктора и конденсатора в широком диапазоне, лишь бы их объединенная частота резонанса составляла 1 МГц, т. е. пока соблюдается равенство

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}.$$

Воспользуемся индуктивностью рассеяния первичной обмотки как частью резонансного индуктора. Для трансформаторов такого характера типична индуктивность рассеяния 0,5–1,0 мкГн. Укажем изготовителю трансформатора метод его намотки, чтобы колебания индуктивности рассеяния были сведены к минимуму. Добавим небольшой внешний, по отношению к трансформатору, индуктор. Также

воспользуемся выходной емкостью C_{oss} мощного полевого МОП-транзистора в качестве части резонансного конденсатора. Это очень непостоянная и нелинейная емкость, поэтому очень трудно предугадать ее величину. Значение C_{oss} зависит от напряжения V_{DSS} во время запираания полевого МОП-транзистора, которое во время резонансного выключения будет изменяться. Очевидно, что на этапе макетирования потребуется некоторая корректировка.

Теперь в приблизительно оценим емкость, требуемую для резонансного конденсатора:

$$C_r = \frac{1}{L_r(2\pi f)^2} = \frac{1}{(1 \text{ мкГн})(2\pi(1 \text{ МГц}))^2} = 0,025 \text{ мкФ}.$$

Это значение больше, чем то, которое характерно для выходной емкости полевых МОП-транзисторов, поэтому мы добавим отдельный резонансный конденсатор, внешний для МОП-транзистора.

Выбор мощных полупроводников

Мощный полевой МОП-транзистор (см. раздел 3.4):

$$V_{DCC} > V_{in} = 382 \text{ В (принимаем 500 В)};$$

$$I_D > I_{in(av)} = 2,75 \text{ А (принимаем 4 А)}.$$

Мы могли бы воспользоваться транзистором типа MTP4N50E, но транзистор MTP8N50E имеет меньшие потери на электропроводность.

Выходной выпрямитель:

$$V_R > 2V_{out} = 56 \text{ VDC (принимаем } > 70 \text{ VDC)};$$

$$I_{FWD} > I_{out(max)} = 10 \text{ А (принимаем 20 А)}.$$

Выбираем диод MBR20100CT.

Проектирование выходных фильтров

Минимальная индуктивность выходного фильтра (см. раздел 3.5.5):

$$L_{o(min)} = \frac{(40 \text{ В} - 28 \text{ В})(1 \text{ мкс})}{1,4(1 \text{ А})} = 8,5 \text{ мкГн}.$$

Используя метод LI2 для определения размеров кольцевого MPP-сердечника, определяем номер требуемого сердечника: 55206A2 от компании Magnetics.

Число витков должно быть составлять:

$$N_{to} = 1000 \sqrt{\frac{0,0085}{68}} = 11,2 \text{ витков (принимаем 12)}.$$

Общий калибр провода кольцевого сердечника — #12 по AWG. Для минимизации скин-эффектов используем 100-жильный литцендрат.

Минимальная емкость выходного фильтра (см. раздел 3.6):

$$C_{o(min)} = 10 \text{ А} \cdot 1 \text{ мкс} / 0,05 \text{ В} = 200 \text{ мкФ}.$$

Воспользуемся четырьмя танталовыми конденсаторами емкостью 47 мкФ каждый. Это даст ток пульсаций RMS в пределах номиналов типичного конденсатора. Параллельно с остальными конденсаторами включим также один керамический конденсатор емкостью 0,5 мкФ.

Для проектирования дросселя выходного DC-фильтра (см. раздел 3.5.7) обратимся к графику зависимости проницаемости от смещения (см. рис. 3.22) и выберем проницаемость, которая не снижается чрезмерно при разумном уровне смещения. Выберем проницаемость 60 при уровне “Н” 40 Э.

Используя те же размеры сердечника, что и рассчитанные выше, получим:

$$N = \frac{(300)(5,08 \text{ см})}{0,4\pi(10 \text{ А})} = 12,12 \text{ витков (принимаем 13)}.$$

Опять-таки, нам потребуется провод #12 по AWG. На кольцевой сердечник легче наматывать литцендрат, в котором, к тому же, меньше проявляется скин-эффект, поэтому будем использовать именно его.

Проектирование функций, имеющих отношение к схеме управления

В спецификации микросхемы MC34067 указаны формулы и графики, необходимые для установки критических функций таймера квазирезонансного преобразователя с ПНТ. В некоторых случаях (например, одноходовой таймер выключения) потребуется корректировка на этапе макетирования.

Установка минимальной рабочей частоты

Минимальная рабочая частота микросхемы контроллера устанавливается комбинацией сопротивления R и емкости C на контакте осциллятора. Вначале выберем конденсатор осциллятора по графику. Период разрядки для получения частоты 200 кГц (период 5 мкс) может быть обеспечен конденсатором емкостью 200-300 пФ. Примем $C_{osc} = 220$ пФ. Сопротивление резистора осциллятора:

$$R_{osc} = \frac{T_{max} - 70 \text{ нс}}{0,348C_{osc}} = \frac{(2,5 \text{ мкс} - 0,07 \text{ мкс})}{0,348(220 \text{ пФ})} = 31,7 \text{ кОм (принимаем 33 кОм)}.$$

Максимальная рабочая частота устанавливается дополнительным током разрядки, отбираемым усилителем ошибки через резистор R_{VFO} . Формула для определения дополнительного тока разрядки:

$$I_{max} = 1,5 \cdot C_{osc} \cdot f_{max} = 1,5 \cdot 220 \text{ пФ} \cdot 1 \text{ МГц} = 330 \text{ мкА}.$$

Ток, протекающий через параллельный резистор осциллятора, равен:

$$I_{Rosc} = \frac{1,5}{R_{osc}} e^{\left(\frac{-1}{f_{max} R_{osc} C_{osc}}\right)} = \frac{1,5}{33 \text{ кОм}} e^{\left(\frac{-1}{(200 \text{ кГц})(33 \text{ кОм})(220 \text{ пФ})}\right)} = 22,8 \text{ мкА}.$$

Сопротивление резистора разрядки (R_{VFO}), последовательно включенного от выхода усилителя ошибки к осциллятору, определим по формуле:

$$R_{VFO} = (2,5 - V_{ea(sat)}) / (I_{max} - I_{Rosc}) = (2,5 - 0,3) / (330 - 22,8) \text{ мкА} = 7,16 \text{ кОм (принимаем 6,8 кОм)}.$$

Установка одноходового таймера

Параметры одноходового таймера можно полностью установить по графику: $RT = 1,5$ кОм и $CT = 220$ пФ.

Проектирование контура обратной связи по напряжению

Контур обратной связи по напряжению должен быть изолированным с использованием усилителя ошибки как неинвертирующего повторителя напряжения. Это необходимо для обеспечения буфера между оптроном и осциллятором переменной

частоты. Поскольку этот метод квазирезонансного управления является формой управления по напряжению, необходима форма компенсации обратной связи с двумя полюсами и двумя “нулями”. Соответствующая схема показана на рис. 4.23.

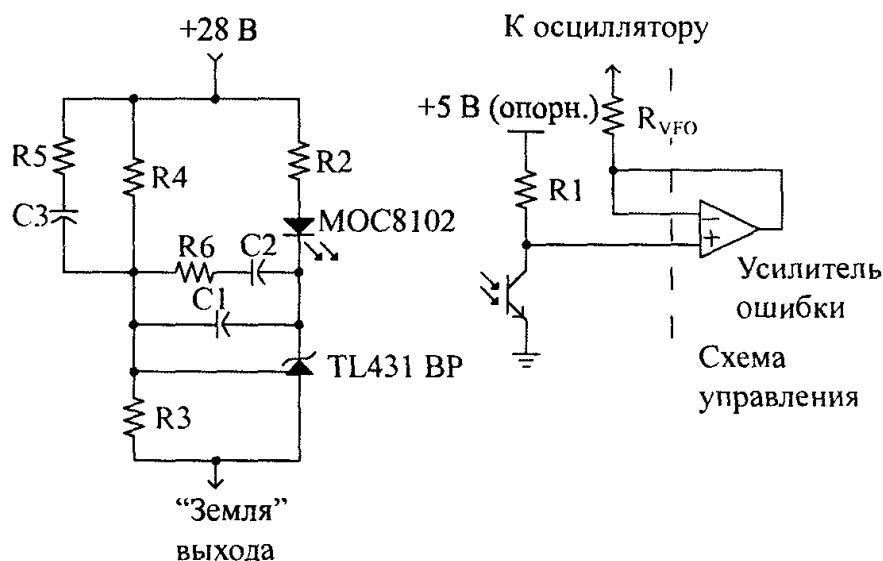


Рис. 4.23. Контур обратной связи по напряжению

Маркировку соответствующих компонентов можно определить по рис. 4.25.

Определим максимальное напряжение на входе усилителя ошибки равным +4,5 В. Элемент MOC8102 имеет 100% номинальной емкости C_{opt} , а TL431 для работы требует минимум 1 мА протекающего через него тока. Этим определяется сопротивление резистора R1:

$$R1 = 0,5 \text{ В} / 1 \text{ мА} = 500 \text{ Ом (принимаем 470 Ом)}.$$

Когда на вход усилителя ошибки подано наиболее низкое напряжение, входное напряжение будет равным напряжению насыщения выхода оптрона, то есть 0,3 В. Ток, который затем должен быть поглощен выходом оптрона, равен:

$$I_{\max} = (5,0 - 0,3) \text{ В} / 470 \text{ Ом} = 10 \text{ мА}.$$

В таком случае сопротивление резистора R2 определится в точке максимального тока, протекающего через оптрон, что составляет 10 мА:

$$R2 = (28 \text{ В} - V_{\text{fwd}} - V_{\text{TL431}}) / I_{\max} = (28 - 1,4 - 2,5) \text{ В} / 10 \text{ мА} = 2410 \text{ Ом (принимаем 2,4 кОм)}.$$

Делитель напряжения начинает отбирать ток считывания (примем его равным 1 мА). Тогда сопротивление нижнего резистора будет равно:

$$R3 = 2,5 \text{ В} / 1 \text{ мА} = 2,5 \text{ кОм или } 2,49 \text{ кОм с допуском } 1\%.$$

Для верхнего резистора делителя получим такое сопротивление:

$$R4 = (28 - 2,5) \text{ В} / 1 \text{ мА} = 25,5 \text{ кОм с допуском } 1\%.$$

Проектирование компенсации контура обратной связи (см. Приложение Б)

В данном проекте используем метод компенсации с двумя полюсами и двумя “нулями”. Этот метод применяется для компенсации влияния двойного полюса, образованного индуктором и конденсатором выходного фильтра. Начнем с определения характеристики “схема управления – выход” системы с открытым контуром.

Усиление, получаемое при постоянном токе системы:

$$A_{DC} = \frac{V_{in}}{\Delta V_c} \cdot \frac{N_{sec}}{N_{pri}} = \frac{(340 \text{ В})(4)}{(1 \text{ В})(24)} = 56,6.$$

Выразим это значение в дБ для графика Боде:

$$G_{DC} = 20\text{Log}(A_{DC}) = +35 \text{ дБ}.$$

Частота полюса выходного фильтра составит:

$$f_{\text{fp}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(8,5 \text{ мкГн})(188 \text{ мкФ})}} = 3,981 \text{ Гц}.$$

Оценочная частота “нуля”, обусловленного танталовым конденсатором выходного фильтра и его ESR, равна 20 кГц, так что

$$f_{z(\text{ESR})} \approx 20 \text{ кГц}.$$

Выберем частоту перехода на усилении равной 20 кГц. Она должна была бы составлять 40 кГц, однако полоса усиления TL431 не слишком велика, и могут возникнуть проблемы в достижении высокой частоты перехода. Оставляя пару полюсов в их позиции частоты, получаем:

$$f_{ez1} = f_{ez2} = 0,5f_{\text{fp}} = 0,5 \cdot 3,981 = 1,991 \text{ кГц}$$

Нижний из двух “нулей” усилителя ошибки (f_{ep1}) находится в позиции оценочного “нуля” выходного конденсатора и его ESR. Таким образом,

$$f_{ep1} = f_{z(\text{ESR})} = 20 \text{ кГц}.$$

Оставшийся полюс (f_{ep2}) располагается выше, чем частота перехода, поэтому

$$f_{ep2} = 1,5 \cdot f_{x0} = 1,5 \cdot 20 \text{ кГц} = 30 \text{ кГц}.$$

Усиление, необходимое между двумя компенсационными полюсами (G2) для достижения желаемой частоты перехода на усилении, равно:

$$G_{x0} = G2 = 40\text{Log}(f_{x0} / f_{\text{fp}}) - G_{DC} = 40\text{Log}(20 \text{ кГц} / 3981 \text{ Гц}) - 35\text{дБ} = -6,9 \text{ дБ};$$

$$A2 = 0,40.$$

Усиление, наблюдаемое в месте размещения двух компенсационных нулей (f_{ez1} и f_{ez2}), составляет:

$$G1 = G2 + 20\text{Log}(f_{ez2} / f_{ep1}) = -6,9 \text{ дБ} + 20\text{Log}(1990 \text{ Гц} / 20 \text{ кГц}) = -26,9 \text{ дБ};$$

$$A1 = 0,0451.$$

Теперь можем рассчитать компенсационные величины (см. рис. 4.23):

$$C_1 = \frac{1}{2\pi(f_{x0})(A2)(R4)} = \frac{1}{2\pi(20 \text{ кГц})(0,4)(25,5 \text{ кОм})} = 780 \text{ пФ (принимаем 750 пФ)};$$

$$R_6 = (A2)(R1) = (0,4)(25,5 \text{ кОм}) = 10,2 \text{ кОм (принимаем 10 кОм)};$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi(f_{ez2})(R1)} = \frac{1}{2\pi(1991 \text{ Гц})(25,5 \text{ кОм})} = 3134 \text{ пФ (принимаем 0,003 мкФ)};$$

$$R_3 = R2/A2 = (10 \text{ кОм})/(0,0451) = 221 \text{ кОм (принимаем 220 кОм)};$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi(f_{ep2})(R2)} = \frac{1}{2\pi(30 \text{ кГц})(220 \text{ кОм})} = 24 \text{ пФ}.$$

Результатирующие графики Бode для усиления и фазы показаны на рис. 4.24.

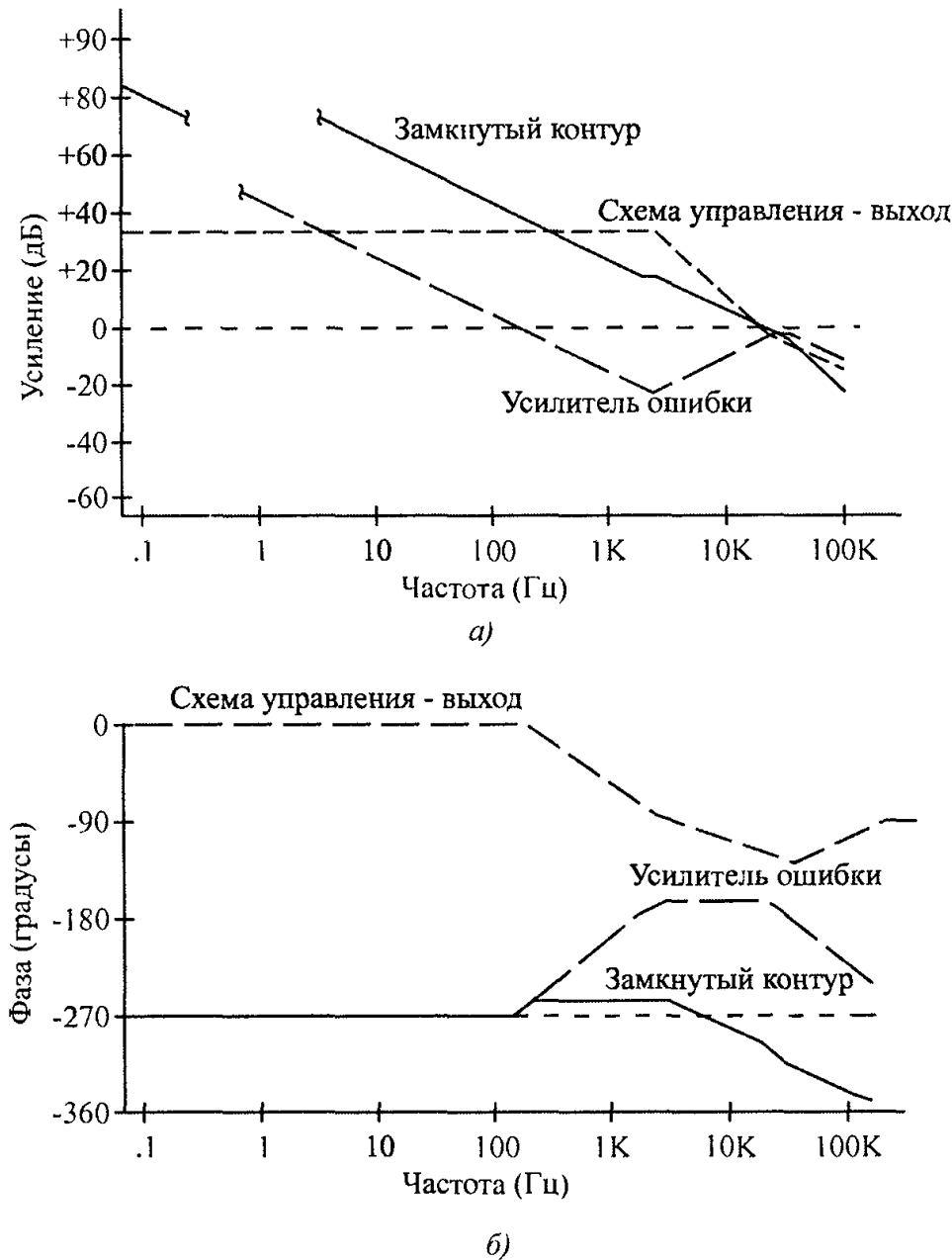


Рис. 4.24. Графики Бode для усиления и фазы в примере проекта 4.7.3:
а — диаграмма усиления; б — фазовая диаграмма

Проектирование схемы защиты от перегрузки по току

У элемента MC34067 есть только простой компаратор с порогом 1 В, который затем блокирует RS-триггер. Для сброса блокировки отказа должно быть убрано, а затем вновь подано входное напряжение, или же на мгновение прервана подача напряжения V_{cc} на схему управления.

Применить очень простую защиту от перегрузки по току, которая будет срабатывать при токе силой около 12 А. Воспользуемся токовым трансформатором 100:1, после которого следует мост выпрямителя, а затем — интегратор-сглаживатель R-C.

Максимальный ток в цепи первичной обмотки составляет 3,1 А, что возникает на линии с низким уровнем сигнала и рабочей частоте 200–400 кГц. Тогда выходной ток из вторичной обмотки токового трансформатора составит:

$$I_{2CT} = 3,1 \text{ А} \cdot (1/100) = 31 \text{ мА}.$$

Напряжение, которое необходимо получить на выходе токового трансформатора, должно преодолевать прямые падения на выпрямителях и превышать порог 1 В на микросхеме управления, поэтому

$$V_{2CT} = 1,0 \text{ В} + 2 \cdot 0,6 \text{ В} = 2,2 \text{ В}.$$

Сопротивление резистора на вторичной обмотке токового трансформатора:

$$R_{2CT} = 2,2 \text{ В} / 31 \text{ мА} = 70,9 \text{ кОм}.$$

Для 20%-ной точки отключения при перегрузке по току это сопротивление должно быть ниже на 20%, то есть, составлять 56 Ом.

Выбираем постоянную времени для R-C-фильтра примерно равной 1 мс. Выбираем емкость конденсатора равной 0,1 мкФ, получим сопротивление зарядного резистора:

$$R \approx T / C = 1 \text{ мс} / 0,1 \text{ мкФ} = 10 \text{ кОм}.$$

На этом завершается общее проектирование элементов схемы, отличных от примера, рассмотренного в разделе 3.15.4. Окончательная схема — на рис. 4.25

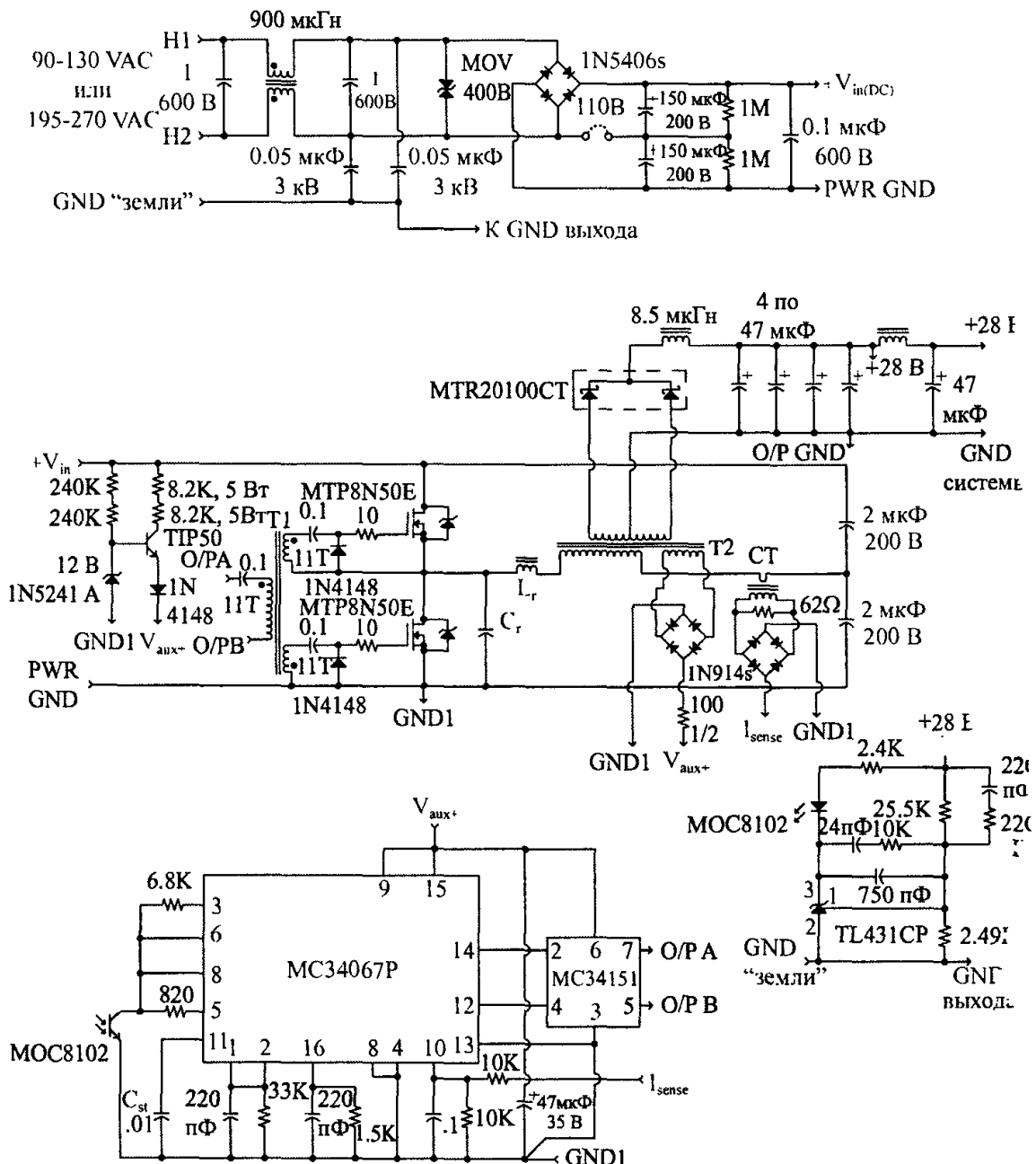


Рис. 4.25. Схема квазирезонансного полумостового преобразователя с ПНН

А

Термический анализ и проектирование

Правильное термическое проектирование играет ключевую роль для всего проекта источника питания. Сбои, связанные с перегревом, составляют, наверное, большую часть всех сбоев в работе источника. Таким образом, очень важно, чтобы проектировщик понимал основные принципы термического анализа и проектирования.

Термический анализ, в действительности, не сложнее закона Ома. В нем используются те же параметры напряжения, сопротивления, узлов и ветвей. Для большинства электронных приложений модели тепловой “схемы” элементарны, и, если вы достаточно знакомы с термической системой, необходимые величины можно вычислить за считанные минуты. Термические компоненты можно также легко измерить и рассчитать с помощью температурного зонда.

Две основные цели проектирования термической системы:

- никогда не позволять ни одному из компонентов превышать его *максимальную рабочую температуру р-п-переход* ($T_{J(max)}$);
- держать компоненты как можно более холодными при ограничениях на свободное пространство и вес источника питания.

Невыполнение первого условия приведет к сбою компонентов в считанные минуты. Соблюдение второго условия влияет на долговечность всей системы. Средство прогнозирования надежности MIL-217 для высоконадежных приложений делает следующее обобщение: “*Долговечность компонента сокращается вдвое на каждые +10°C повышения температуры сверх комнатной*”. В большинстве приложений проектировщик должен быть обеспокоен, если температура корпуса какого-либо компонента превышает +60°C.

А.1. Разработка термической модели

Термический системный анализ — это, фактически, вариант закона Ома. Существуют элементы эквивалентных цепей, которые непосредственно соответствуют элементам внутри электрической области (табл. А.1).

Таблица А.1. Аналогичные элементы термической и электрической областей

Электрический элемент	Термический эквивалент
Источник напряжения	Источник тепла
Сопротивление	Тепловое сопротивление
Напряжение узла	Температура элемента
Токвая петля	Термальный цикл
Заземление цепи	Температура окружающей среды

Эти элементы всегда образуют контур с источником питания, обеспечивающим движущую силу для всей модели. Каждый элемент и узел цепи соответствует физической структуре или поверхности внутри реального физического проекта. Источник питания соответствует тепловыделяющему элементу внутри цепи, создающему

вычислимую или измеримую мощность. Типичными тепловыделяющими элементами внутри источника питания являются мощные полупроводники. Мощность может быть измерена графическим способом путем перемножения напряжения на контактах и силы тока, снятых с осциллографа, и нормализации полученной энергии на $1/2$ (мощность = энергия/2), или же путем прямого измерения напряжения и тока с использованием цифрового вольтметра, если речь идет о приложении постоянного тока. Полученный результат выражается в ваттах.

Тепловое сопротивление можно представить двумя физическими ситуациями. Первая — это сопротивление потоку тепла, протекающему по границе поверхности (например, мощного транзистора, закрепленного на поверхности радиатора). Вторая ситуация заключается в степени распространения тепла в некотором теле от поверхности нагрева к поверхности излучения. Обе эти физических ситуации просто представить с помощью одного термического элемента: терморезистора, который обозначается греческой буквой “тета” (θ). Единицей измерения теплового сопротивления является отношение $^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$, которое представляет разницу температур на границе с определенным рассеянием мощности. Рассмотрим некоторые виды теплового сопротивления, связанные с полупроводниками.

Сборки мощных полупроводников (рис. А.1):

- $R_{\theta JA}$ — тепловое сопротивление между р-п-переходом и воздухом;
- $R_{\theta JC}$ — тепловое сопротивление между р-п-переходом и корпусом;
- $R_{\theta CS}$ — тепловое сопротивление между корпусом и радиатором;
- $R_{\theta SA}$ — тепловое сопротивление между радиатором и воздухом.

Диоды:

- $R_{\theta JL}$ — тепловое сопротивление между р-п-переходом и выводом;
- $R_{\theta LA}$ — тепловое сопротивление между выводом и воздухом.

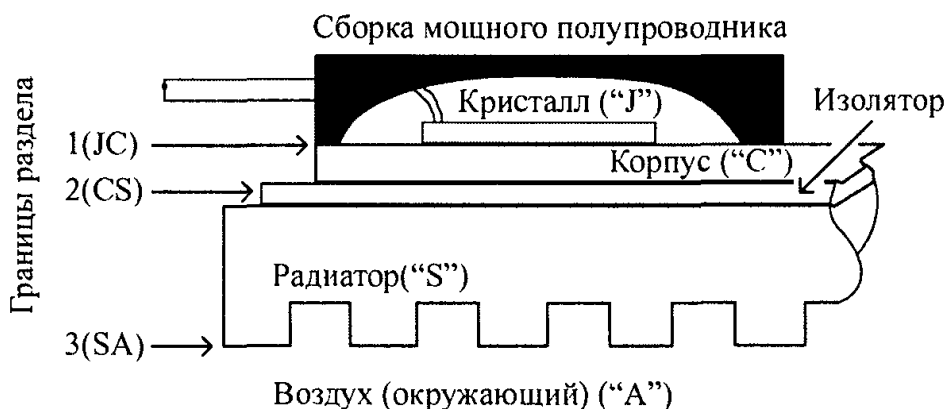


Рис. А.1. Построение термической модели для сборки мощных полупроводников

Все параметры, имеющие отношение к корпусу полупроводников, публикуются их производителями. Параметр “радиатор-воздух” публикуется производителями радиаторов. В случае использования радиатора собственного изготовления, легко измерить необходимые сопротивления по любой модели.

Каждая термическая модель в качестве “земли” использует температуру окружающего воздуха, если только теплоотводящей средой не является вода или хладагент; в этом случае используется температура этой среды. Это очень важно, поскольку устройство, выделяющее тепло, не может быть холоднее самой холодной окружающей среды, а тепло движется от теплого тела к холодному.

Узлами в данной модели являются соответствующие поверхности тел на пути потока тепла. Это могут быть корпуса транзисторов, поверхности радиаторов, кри-

сталлы полупроводников и т. п. Вычисленные температуры этих поверхностей фактически могут быть измерены с использованием температурного зонда. Если рассеяние мощности неизвестно, но известны все тепловые сопротивления, то можно выполнить обратную экстраполяцию внутри модели и определить мощность, рассеянную внутри кристалла, путем простого измерения разницы температур на одной из температурных границ.

А.2. Сборки на радиаторе (ТО-3, ТО-220, ТО-218 и т.д.)

Эта физическая ситуация может быть смоделирована так, как показано на рис. А.2. Термическое уравнение будет выглядеть следующим образом:

$$T_{j(\max)} = P_D (R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA}) + T_A. \quad (A.1)$$

Поскольку основная часть тепла излучается радиатором, это подразумевает, что вся мощность протекает через все другие термические элементы.

Термические испытания могут проводиться при комнатной температуре окружающей среды, но разработчик должен помнить, что типичное изделие заключается в корпус и к показаниям измерений следует добавить внутреннее повышение температуры. Еще один важный аспект — самая высокая температура, которой может подвергаться изделие. В пустыне, где была написана эта книга, дневные температуры могли достигать +43°C в тени и превышать +55°C в автомобиле.

Некоторые типичные тепловые сопротивления, связанные с различными сборками мощных полупроводников, представлены в табл. А.2.

Таблица А.2. Тепловые сопротивления распространенныхборок мощных полупроводников для монтажа в сквозные отверстия печатной платы

Сборка	Минимум	Максимум	Минимум	Максимум
ТО-3	*	30,0	0,7	1,56
ТО-3Р	*	30,0	0,67	1,00
ТО-218	*	30,0	0,7	1,00
ТО-218FP	*	30,0	2,0	3,20
ТО-220	*	62,5	1,25	4,10
ТО-225	*	62,5	3,12	10,00
ТО-247	*	30,0	0,67	1,00
DPACK	71,0	100,0	6,25	8,33

Эти термические оценки являются минимумами и максимумами для указанных типовборок. Значение теплового сопротивления в значительной степени зависит от размеров кристалла внутри сборки, поэтому для точного определения максимума обращайтесь к спецификации.

Изоляционная подкладка также увеличивает тепловое сопротивление между корпусом и радиатором (см. рис. А.1). Правильный выбор изоляционной подкладки может минимизировать это тепловое сопротивление. Обычно в качестве материала таких подкладок используют слюду или кремний. Иногда применяют также керамические подкладки, но только для очень специфических приложений. Кроме того, некоторые изоляторы (например, слюдяные) для достижения хорошего термического контакта требуют термической смазки.

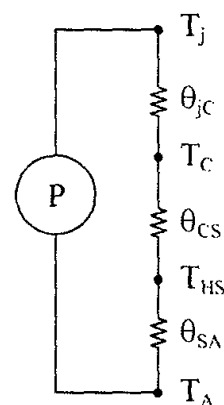


Рис. А.2. Термическая модель для транзистора на радиаторе

А.3. Сборки без радиатора (свободностоящие)

От сборок мощных полупроводников, не смонтированных на подходящем радиаторе, можно ожидать рассеивания до 5% максимальной специфицированной мощности сборки. Так, устройства на 100 Вт, если они свободностоящие, будут рассеивать лишь 1–2 Вт. Сюда также входят ситуации, когда в качестве теплоотвода используется медное покрытие печатной платы. Таким образом, если большое значение играет стоимость сборки, проектировщику предоставляется большая свобода выбора. Термическая модель для случая свободностоящей сборки (рис. А.3) представлена на рис. А.4.

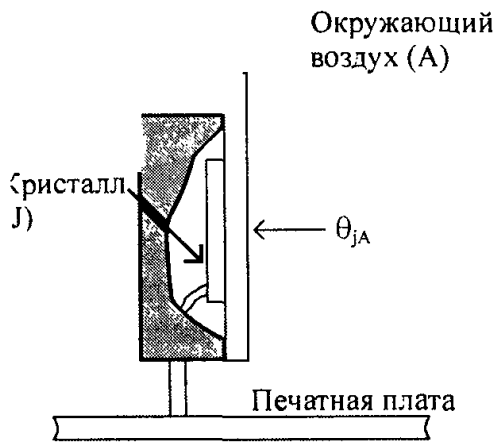


рис. А.3. Свободностоящая сборка мощного полупроводника

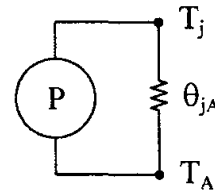


рис. А.4. Термическая модель свободностоящей сборки мощного полупроводника

В этом случае термическое уравнение принимает вид:

$$T_{j(\max)} = P_D \cdot R_{\theta jA} + T_A. \quad (\text{A.2})$$

Как видим, судя по типичным величинам, входящим в тепловое сопротивление между р-п-переходом и воздухом, для получения очень высоких температур р-п-перехода не требуется большой мощности. Если у проектировщика будет возможность смонтировать сборку на какой-либо металлической поверхности, чтобы увеличить площадь поверхности излучения, это уменьшит температуру р-п-перехода.

А.4. Диоды с радиальными выводами

Диоды внутри источника питания (входные и выходные выпрямители) обычно рассеивают большое количество мощности. В биполярных центрированных импульсных источниках питания выходные выпрямители рассеивают столько же мощности, что и биполярные ключи, так что их вклад во внутренний нагрев системы весьма существенен. Физический монтаж диода показан на рис. А.5

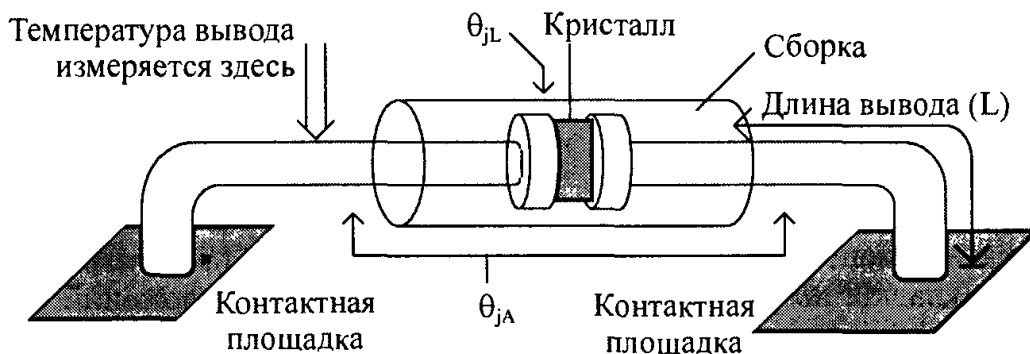


рис. А.5. Физическая схема смонтированного диода

Как видим, термические параметры в данном случае определяют физически отличную ситуацию. В случае диода с радиальными выводами тепло может передаваться только от кристалла через выводы. В таком случае, тепловое сопротивление изменяется как функция от длины вывода, что и определено в спецификациях. Термическое уравнение в данном случае будет следующим (см. рис. А.6, а):

$$T_{j(\max)} = P_D \cdot R_{\theta LA} + T_A. \quad (A.3)$$

Это уравнение соответствует типичному приложению с монтажом на печатной плате, когда для отвода тепла от диода используются только дорожки платы. В типичном случае тепловое сопротивление между выводом и воздухом находится в пределах 30–40°С/Вт и изменяется в зависимости от длины вывода.

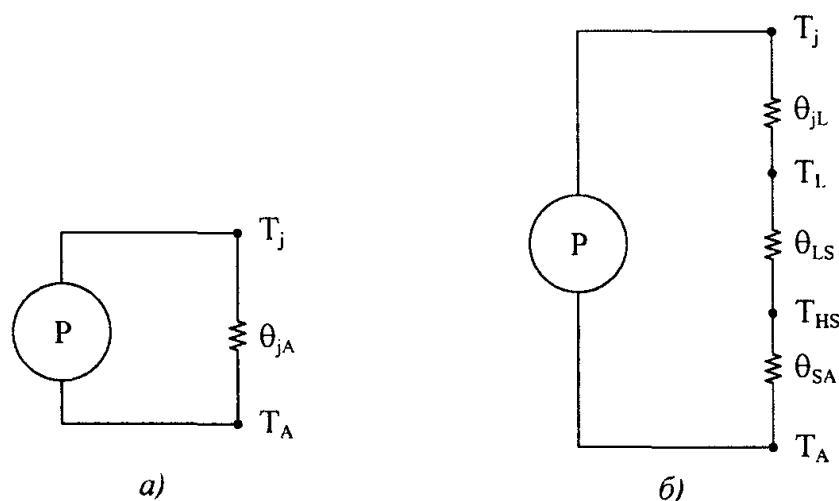


Рис. А.6. Термическая модель для диода с аксиальными выводами: а — без радиатора на выводе; б — с радиатором на выводе

Для диодов с радиальными выводами существует несколько радиаторов, припаяемых к одному из выводов. На рынке они продаются изготовителями транзисторных радиаторов. В таком случае термическое уравнение принимает следующий вид (рис. А.6, б):

$$T_{j(\max)} = P_D \cdot (R_{\theta SA} + R_{\theta JL}) + T_A. \quad (A.3)$$

В качестве альтернативного варианта можно воспользоваться выпрямителем в сборке мощного транзистора, наподобие ТО-220, ТО-218 и т.п., и разместить его на радиаторе или же исследовать какую-либо другую диодную технологию с более низким падением прямого напряжения (например, диод Шотки).

А.5. Компоненты для поверхностного монтажа

Использование компонентов для поверхностного монтажа широко распространено. Такие компоненты могут сами избавляться от тепла только через свои выводы, припаянные к печатной плате. Толщина и площадь поверхности медной площадки на плате определяют теплоотводящую систему. Тепловые сопротивления в элементах с поверхностным монтажом значительно выше, поэтому в их конструировании намного меньше места для ошибок. Номинальные значения тепловых сопротивлений распространенных сборок для поверхностного монтажа представлены в табл. А.3. Для уточнения таких сопротивлений для конкретных устройств обращайтесь к соответствующим спецификациям.

Таблица А.3. Типичные тепловые сопротивления сборок для поверхностного монтажа

Сборка	J-A ¹	J-C ²
SOD123	340	150
SOT23	556	75
SOT223	159	7,5
SO-8	63	21
SMB	—	13
SMC	—	11
DPAK	80	6
D2PAK	50	2

¹ Тепловое сопротивление для монтажной площадки базового размера

² Тепловое сопротивление для очень большой монтажной площадки

Очень важно выбрать сборку, соответствующую выполняемой функции. Для сигналов переключений, представляющих собой сигнальные токи силой менее 10 мА, очень экономичными являются компактные сборки SOT23, SOD123 и другие простые сборки с выводами в форме крыла чайки, а также J-образными и столбиковыми выводами. Для токов силой от 100 мА до нескольких ампер сборка должна иметь контактный столбик или несколько выводов, непосредственно соединенных с кристаллом. Обычно это выводы стока, коллектора или катода. Наиболее распространены сборки SOT223, DPAK, SMB и SMC. Их контактные столбики представляют собой каналы с очень низким сопротивлением для отвода тепла от кристалла и вывода его на печатную плату для рассеяния.

В приложениях печатных плат с поверхностным монтажом обычно следует учитывать более одного аспекта. Кроме отвода тепла, необходимо рассмотреть вопросы, связанные с электромагнитными и радиопомехами. Дорожка, которая должна рассеивать больше всего тепла внутри импульсного источника питания, является также узлом с наибольшим соотношением dv/dt , который очень легко взаимодействует с окружающими дорожками.

Разработка структуры системы теплоотвода для систем, использующих сборки для поверхностного монтажа, — все еще процесс неопределенный. Производители полупроводников до сих пор не предоставляют адекватной информации по каждой сборке, и потому нельзя быть до конца уверенным в корректности конструкции системы охлаждения. График на рис. А.7 — это нормализованная кривая, основанная на исследованиях пакета SOT223. Она соответствует всего лишь 56,7 г меди на поверхности платы. Аналогичные кривые необходимы для определения правильных размеров теплоотводящей площадки на печатной плате.

А.6. Примеры некоторых термических приложений

Эти примеры демонстрируют типичный термический анализ для различных распространенных вариантов применения и пригодятся при определении тепловых границ внутри проекта.

А.6.1. Определение наименьшего радиатора (или максимально допустимого теплового сопротивления)

Этот подход полезен для определения наименьшего возможного радиатора, который можно использовать в приложении до превышения температурного предела мощного элемента.

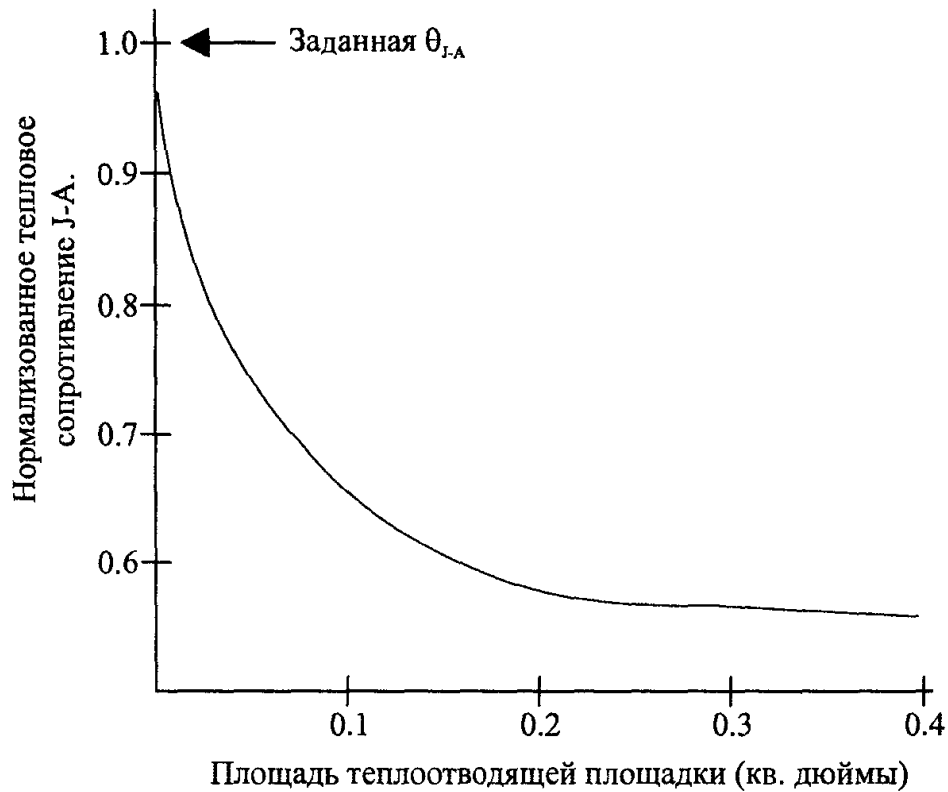


Рис. А.7. Пример зависимости теплового сопротивления θ_{J-A} от размера контактной площади

Спецификация

Рассматривается устройство FDP6670 (полевой МОП-транзистора от компании Fairchild) в импульсном источнике питания. Охлаждение конвекцией.

$$P_D = 10 \text{ Вт};$$

$$T_{A(\max)} = +50^\circ\text{C};$$

$$\theta_{JC} = 2,0 \text{ }^\circ\text{C/Вт};$$

$$\theta_{CS} = 0,53 \text{ }^\circ\text{C/Вт (термаллой номер 53-77-5);}$$

$$T_{J(\max)} = 175^\circ\text{C}.$$

Соответствующая термическая модель показана на рис. А.8. Разрешая уравнение (А.1) относительно теплового сопротивления радиатора, получим:

$$\theta_{SA(\max)} < (T_J - T_A) / P_D - \theta_{JC} - \theta_{CS} \quad (\text{А.5})$$

Принимаем значение θ_{CS} равным $1,0 \text{ }^\circ\text{C/Вт}$. Мы не будем предъявлять к р-п-переходу требования работать при максимальной температуре, что дает максимальную допустимую температуру T_J равной 150°C . В результате получаем:

$$\theta_{SA(\max)} = 7,0 \text{ }^\circ\text{C/Вт}.$$

В качестве дешевых металло-листовых радиаторов для монтажа на печатной плате выбираем термалловые элементы с номерами от 7021В до 7025В.

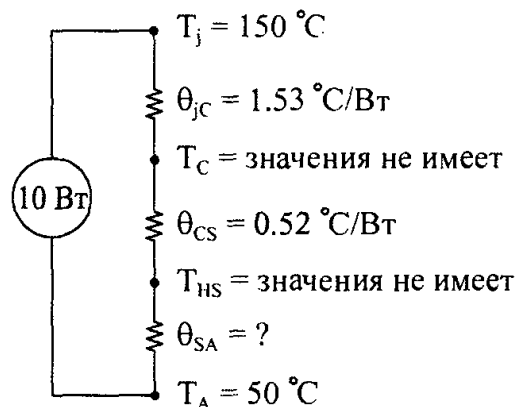


Рис. А.8. Термическая модель для примера А.6.1

А.6.2. Определение максимальной мощности, которая может быть рассеяна трехконтактным стабилизатором при максимальной заданной температуре окружающей среды без радиатора

Защита трехконтактного стабилизатора от перегрузки по току полностью зависит от системы теплоотвода. Когда температура кристалла достигает примерно 165°C , стабилизатор отключается. Этот пример демонстрирует возможности стабилизатора $\mu\text{A}7805\text{KC}$ (сборка TO220) от компании Texas Instruments.

Спецификация:

- $T_{J(\text{max})} = 150^{\circ}\text{C}$;
- $T_{A(\text{max})} = +50^{\circ}\text{C}$;
- $V_{\text{in}(\text{max})} = 10 \text{ VDC}$;
- $I_{\text{out}(\text{max})} = 200 \text{ mA}$;
- $\theta_{JA} = 22^{\circ}\text{C/Вт}$.

Рассеиваемая стабилизатором мощность вычисляется по формуле:

$$P_D = (V_{\text{in}(\text{max})} - V_{\text{out}}) \cdot I_{\text{out}(\text{max})} = 1 \text{ Вт.} \quad (\text{A.6})$$

Термическая модель для рассматриваемого случая соответствует рис. А.4, а термическое уравнение — уравнению (А.2), разрешенному относительно $T_{A(\text{max})}$:

$$T_{A(\text{max})} = T_{J(\text{max})} - P_D \cdot \theta_{JA} = 150^{\circ}\text{C} - 1 \text{ Вт} \cdot 22^{\circ}\text{C/Вт} = 128^{\circ}\text{C}. \quad (\text{A.7})$$

Таким образом, стабилизатор $\mu\text{A}7805$ будет работать в пределах номиналов его максимальной температуры р-п-перехода.

А.6.3. Определение температуры р-п-перехода выпрямителя при известной температуре вывода

Этот пример пригодится в тех случаях, когда необходимо удостовериться, находится ли температура р-п-перехода диода в безопасных пределах. Рассматривается стабилитрон в приложении параллельного стабилизатора. Номер этого диода — 1N5240В.

Спецификация:

- $V_{(\text{ном})} = 10 \text{ В} \pm 5\%$;
- $I_{Z(\text{max})} = 50 \text{ mA}$;
- $T_{A(\text{max})} = +50^{\circ}\text{C}$;
- $T_L = +46^{\circ}\text{C}$ (измерено при $T_A = +25^{\circ}\text{C}$);
- длина выводов — 1 см каждый (175°C/Вт).

В худшем случае рассеяние мощности составит

$$P_D = 1,05 \cdot 10 \text{ В} \cdot 50 \text{ mA} = 0,525 \text{ Вт.}$$

Рассматриваемый пример соответствует термической модели, представленной на рис. А.7, б. В данном случае не имеет значения, все ли элементы этой модели известны, поскольку на этой первом этапе известны все элементы выше узла температуры вывода. Термическое выражение для повышения температуры выше измеренной температуры вывода будет следующим:

$$T_{J(\text{rise})} = P_D \cdot \theta_{JL}; \quad (\text{A.8})$$

$$T_J = 0,525 \text{ Вт} \cdot 175 \text{ }^\circ\text{C/Вт} = 92^\circ\text{C} \text{ (повышение температуры).}$$

Температура р-п-перехода при заданной максимальной локальной температуре окружающей среды составляет:

$$T_{J(\max)} = T_{J(\text{rise})} + T_{A(\max)} = (92 + 50)^\circ\text{C} = 142^\circ\text{C}. \quad (\text{A.9})$$

Максимальная температура р-п-перехода, определенная в спецификации, составляет $+200^\circ\text{C}$, поэтому наш диод будет работать без риска.

“Сердцем” каждого линейного и импульсного источника питания является контур отрицательной обратной связи, который поддерживает постоянный уровень выходного напряжения. Для этого используется усилитель ошибки, который пытается минимизировать рассогласование между выходным и идеальным опорным напряжениями. Если бы мир вел себя правильно, то можно было бы использовать только инвертирующий усилитель с большим усилением, и не было бы никаких проблем. Однако реальность заключается в том, что нагрузки изменяются, и входное напряжение внезапно то подскакивает, то падает. Усилитель ошибки должен реагировать на эти изменения быстро и без каких-либо колебаний, а это сделать сложно, поскольку реакция схемы питания всегда “вялая”. Если усилитель ошибки реагирует на изменения нагрузки слишком медленно, то источник питания становится инертным. Если же скорость реакции повышается, то сигнал достигает точки, где в нем могут появиться ненужные колебания. Таким образом, проблема заключается в том, насколько быстро и в какой степени реакция усилителя ошибки должна быть подогнана под схему питания.

Не думайте, что познаниями в этой области обладают все, кроме вас. Лишь очень немногие инженеры разбираются в компенсации контура обратной связи, потому что для этого вопроса требуется слишком много фундаментальных математических знаний, которые не так-то легко применить к проектированию реальных схем. В этой книге предложен пошаговый метод, который всегда действует и позволяет выполнить расчеты меньше, чем за 20 минут.

Б.1. Характеристика Боде типичных цепей, используемых в импульсных источниках питания

График Боде — это хороший метод работы с системами обратной связи в разных диапазонах частот. В нем применяются логарифмы, поэтому потребуется инженерный калькулятор. Цель этого раздела не в том, чтобы научить читателя всему, что нужно знать о графиках Боде, а лишь дать достаточное понимание поведения элементов реальных цепей и того, как они влияют на скорость реагирования источника питания.

График Боде, фактически, состоит из двух диаграмм: зависимости усиления и фазы от частоты (в Гц). Это — представление относительного сдвига усиления и фазы сигнала выходного напряжения, ориентируясь на сигнал входного напряжения, вносимый любым четырехполюсным каскадом. Когда более, чем один каскадов объединены вместе, соответствующие характеристики Боде можно просто сложить и получить объединенную характеристику Боде.

Простые комбинации компонентов дают характеристики, называемые *полюсами* и “*нулями*”. Один полюс (рис. Б.1) дает плоскую характеристику от постоянного тока до его *частоты излома* (corner frequency). Выше частоты излома возникает наклон усиления -20 дБ/декаду. Частота излома — это частота, при которой импедан-

сы (полные сопротивления) двух компонентов идентичны. По крайней мере, один компонент является *реактивным*; то есть, значение его импеданса изменяется с изменением частоты.

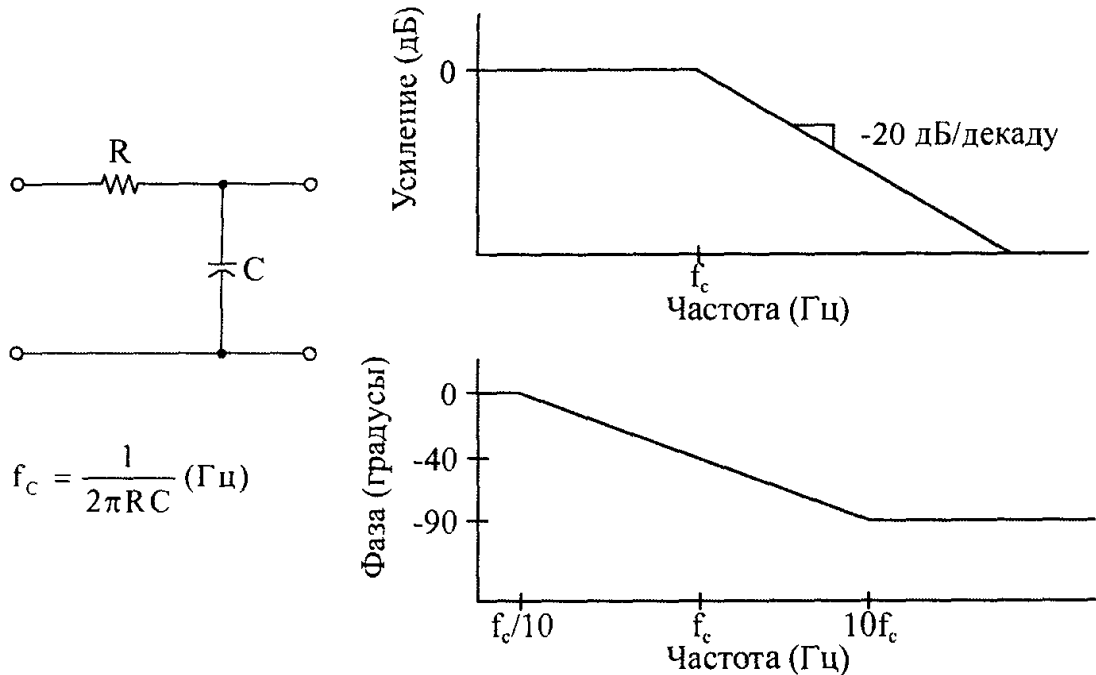


Рис. Б.1. Однополюсный RC-фильтр нижних частот

Импеданс индуктора ($Z_L = j2\pi fL$) возрастает с частотой, а ток его ветви всегда опережает напряжение ветви на 90 градусов. Импеданс конденсатора ($Z_C = 1/j2\pi fC$), начинается в бесконечности при постоянном токе и понижается с увеличением частоты, а его ток всегда отстает от напряжения на 90 градусов.

На рис. Б.1, изображающем простой фильтр нижних частот, импеданс конденсатора начинается в бесконечности при постоянном токе, затем, когда она сравнивается с импедансом резистора, формируется делитель переменного напряжения, в котором выходная амплитуда составляет половину входной. Это состояние называется *точкой 6 дБ*. Фаза выхода по сравнению с фазой входного напряжения равна -45 градусов (то есть, отстает от входного сигнала). В конце концов его фаза достигает 90 градусов, когда импеданс конденсатора становится намного больше импеданса резистора.

Эмпирическое правило для фазы заключается в том, что все воздействия на фазу от полюса или “нуля” происходят внутри диапазона ± 1 декада вокруг ее частоты излома характеристики. “Ноль” (рис. Б.2) — это просто противоположность полюсу. Он имеет плоскую характеристику усиления от постоянного тока до частоты излома, затем эта характеристики повышается со скоростью $+20$ дБ/декаду и максимальным опережением фазы $+90$ градусов.

Внутри импульсных источников питания есть цепи с характеристикой двойного полюса, когда оба элемента в каскаде реактивные (например, LC-фильтр в выходном каскаде прямоходового преобразователя) — рис. Б.3. Здесь характеристика плоская от постоянного тока до частоты резонанса, а затем, при высоких частотах, показывает характеристику усиления -40 дБ/декаду и отставание по фазе на -180° . Отставание по фазе напрямую соответствует времени задержки на выходном фильтре прямоходового импульсного источника питания.

В импульсных источниках питания для изменения функций Бодэ используются операционные усилители. Вначале операционный усилитель вносит дополнитель-

а
и

н-
з-
я-
я-
со
м.
ч-
т-
т-
т-
т-
м
1,

б
-
-
-
-
-

ные -180° отставания (инвертирующий усилитель), а любой полюс или “нуль” добавляют или вычитают усиление и фазу от этой начальной точки -180° . Обобщенная схема усилителя ошибки показана на рис. Б.4.

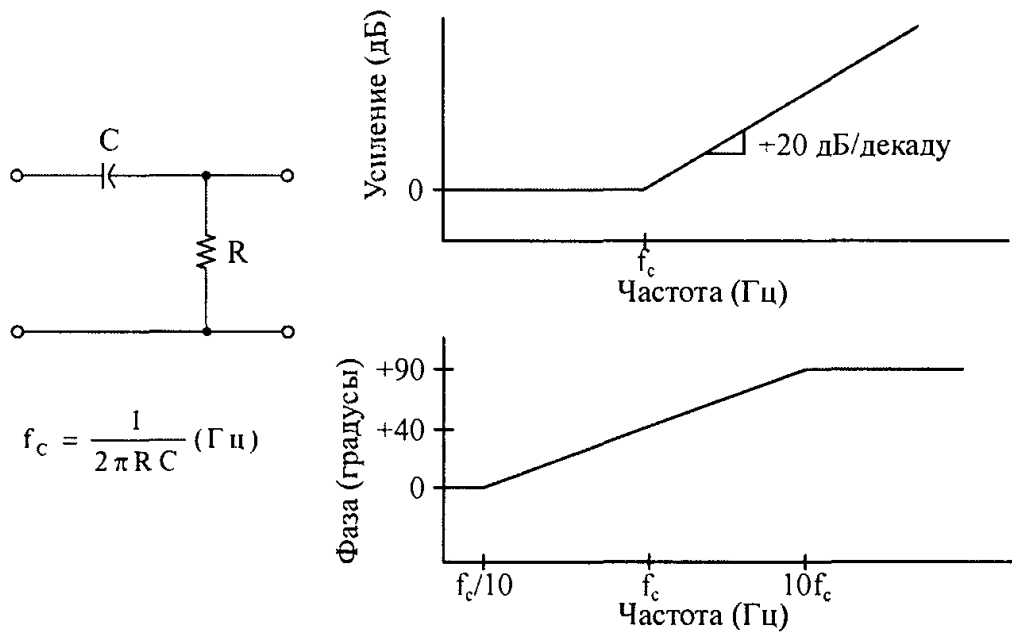


Рис. Б.2. Простой дифференциатор “нуля” или фильтр верхних частот

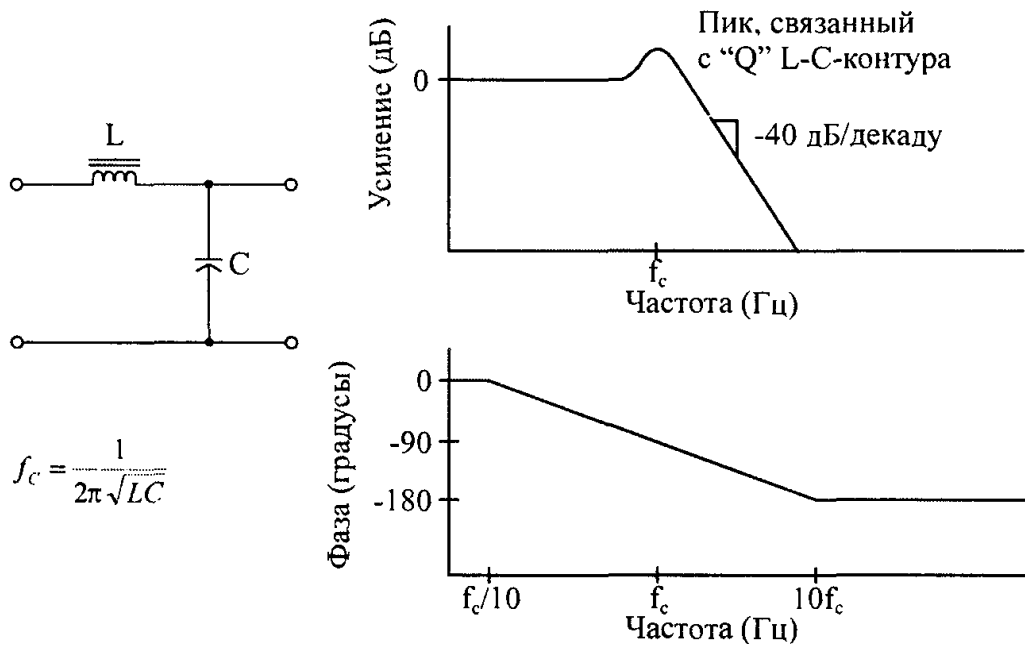


Рис. Б.3. Двухполюсный фильтр: входной заградительный фильтр

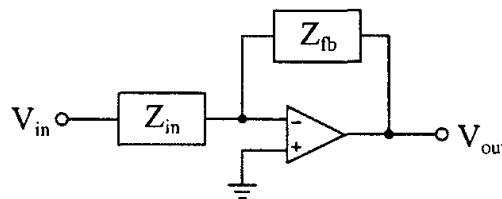


Рис. В.4. Обобщенная схема усилителя ошибки

Для операционного усилителя частота излома характеристики простого полюса или “нуля” определяется как

$$Z_{in} = Z_{fb} \tag{Б.1}$$

Некоторые реализации схем рассматриваемых усилителей ошибки представлены на рис. Б.5–Б.7.

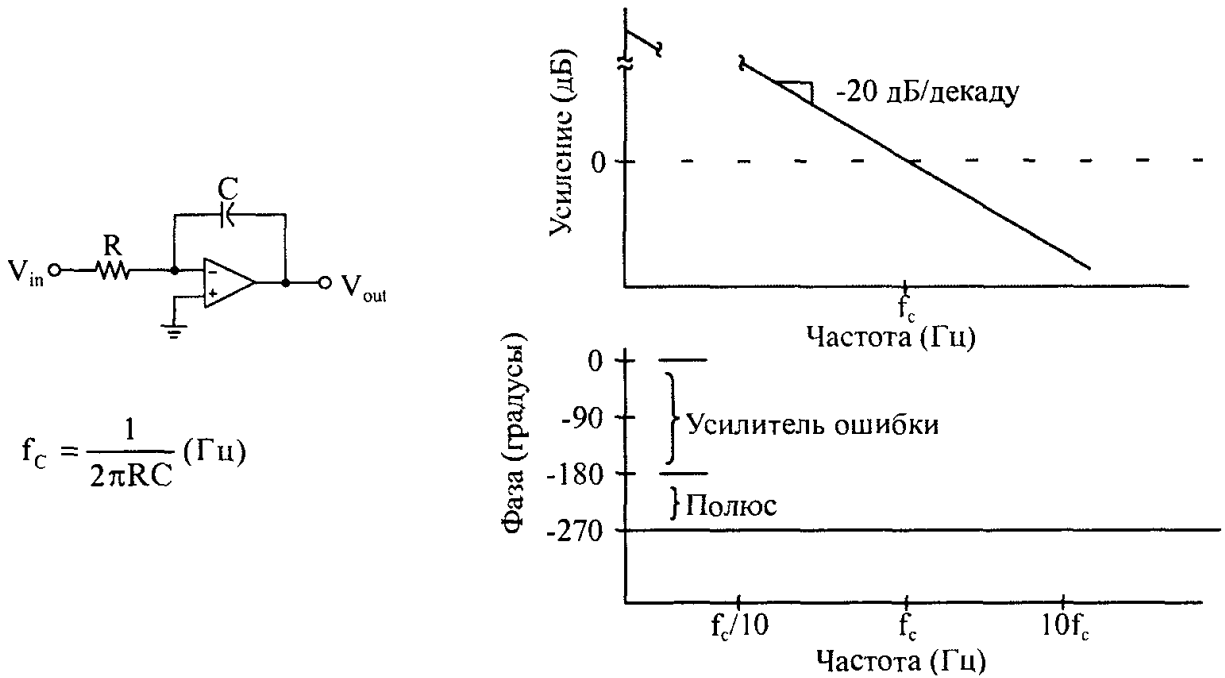


Рис. Б.5. Активный однополюсный фильтр

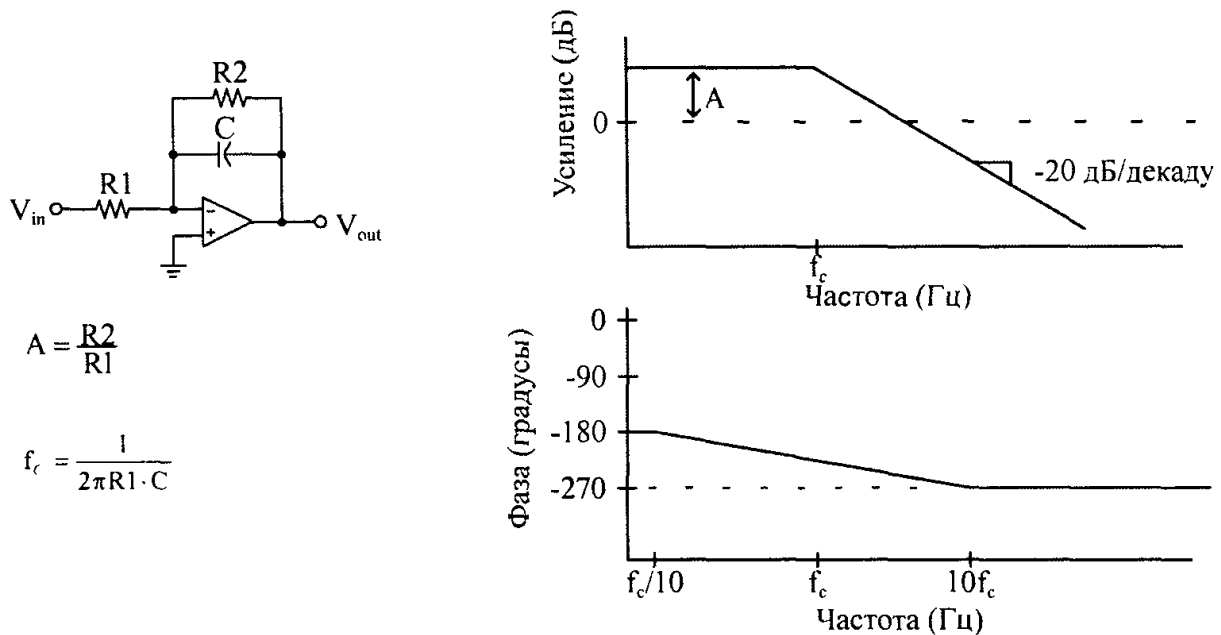


Рис. Б.6. Активный однополюсный фильтр с плоскими характеристиками на высоких и низких частотах

Рассмотрим некоторые полезные математические формулы для работы с графиками Бode.

1. Определение усиления и фазы на различных частотах при наклоне кривой усиления -20 дБ/декаду:

$$\Delta G(f_2 - f_1) = 20 \text{Log}(f_2 / f_1) \tag{Б.2}$$

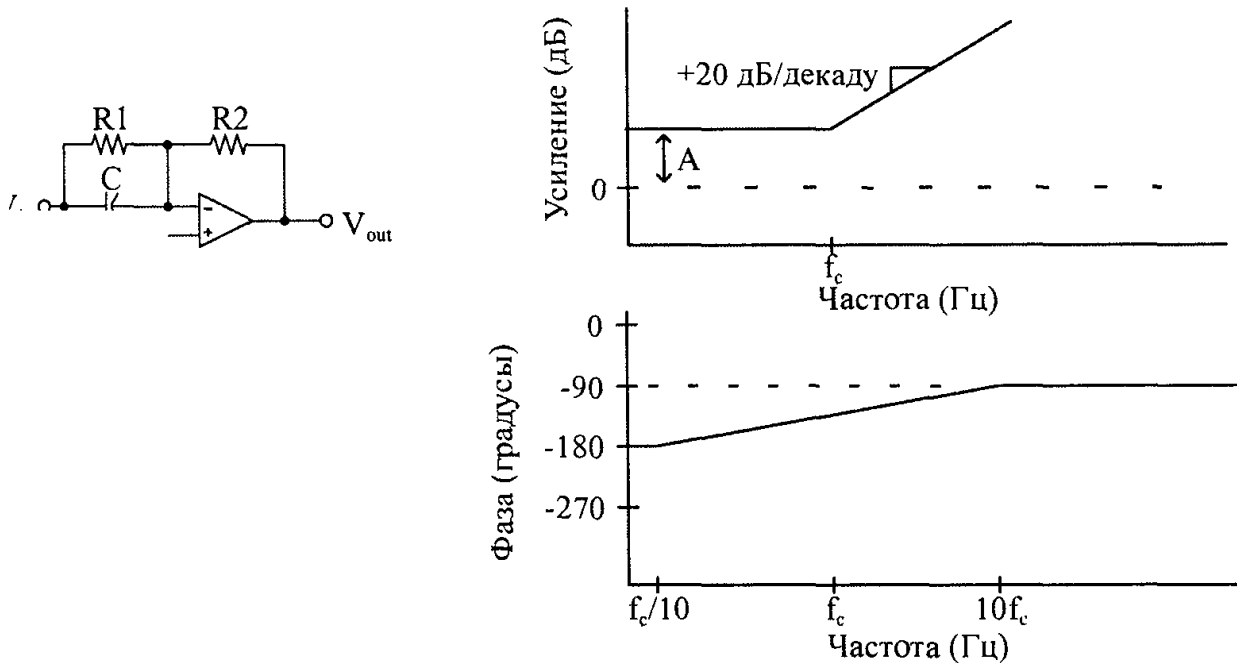
$$\varnothing(f_2 - f_1) = \tan^{-1}(f_2 / f_1) \tag{Б.3}$$

2. Определение величины усиления и фазы на различных частотах при наклоне кривой усиления -40 дБ/декаду:

$$\Delta G(f_2 - f_1) = 40 \text{Log}(f_2 / f_1) \quad (\text{Б.4})$$

$$\Delta \varphi(f_2 - f_1) = 2 \tan^{-1}(f_2 / f_1) \quad (\text{Б.5})$$

Рассмотренные формулы и схемы формируют базис для проектирования цепей компенсации контура обратной связи в источниках питания. Пример — на рис. Б.8.



ис. В.7. Активный фильтр верхних частот (один “нуль”) с плоскими характеристиками на высоких и низких частотах

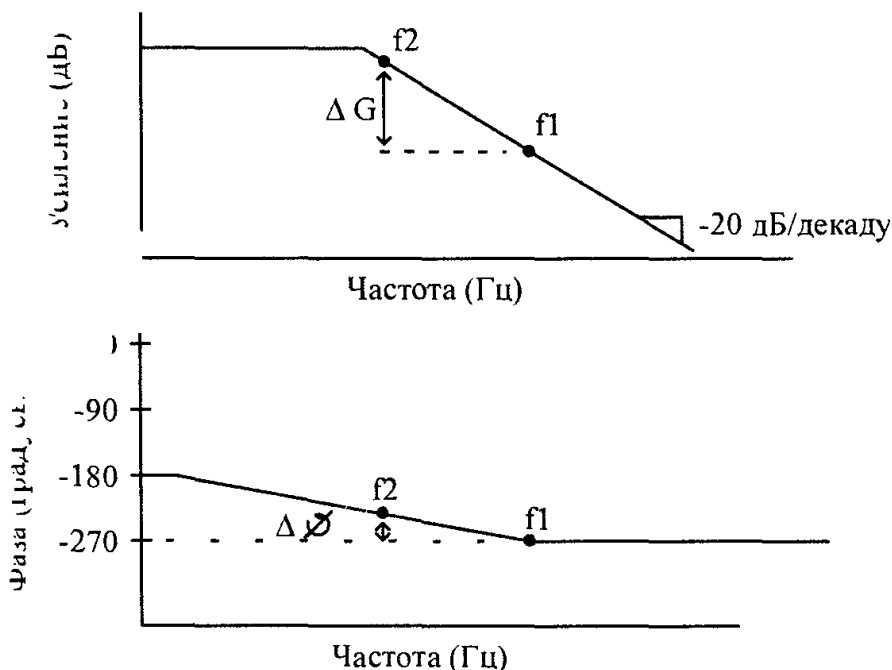


рис. Б.8. Иллюстрация использования математических инструментов

5.2. Определение характеристики разомкнутого контура импульсного источника питания

Прежде чем проектировщик сможет приступить к разработке устойчивой цепи отрицательной обратной связи, следует определить поведение управляемой систе-

мы. Для этого необходимо иметь общее понимание о вкладе всех основных секций схемы импульсного источника питания в общую характеристику Бode разомкнутого контура. К счастью, общепринятые топологии, описанные в этой книге, уже разбиты на две категории в соответствии с основными типами характеристик. Выбор одной из характеристик зависит от ранее выбранного хода проектирования. Итак, типы характеристик бывают следующими:

- прямоходовые преобразователи с управлением по напряжению;
- обратноходовые преобразователи с управлением по напряжению, а также прямоходовые и обратноходовые преобразователи с управлением по току.

Используется ли в топологии изолирующий трансформатор или нет, влияет только на характеристики постоянного тока. Упомянутые выше обратноходовые преобразователи работают исключительно в прерывистом режиме.

Характеристика “схема управления – выход” — это просто поведение источника питания, когда из системы удален усилитель ошибки. Точка, в которой напряжение рассогласования поступает в преобразователь с ШИМ, рассматривается как входная пара полюсов системы. Точка, в которой обратная связь по выходному напряжению поступает на отрицательный вход усилителя ошибки, является выходной парой полюсов системы (рис. Б.9).

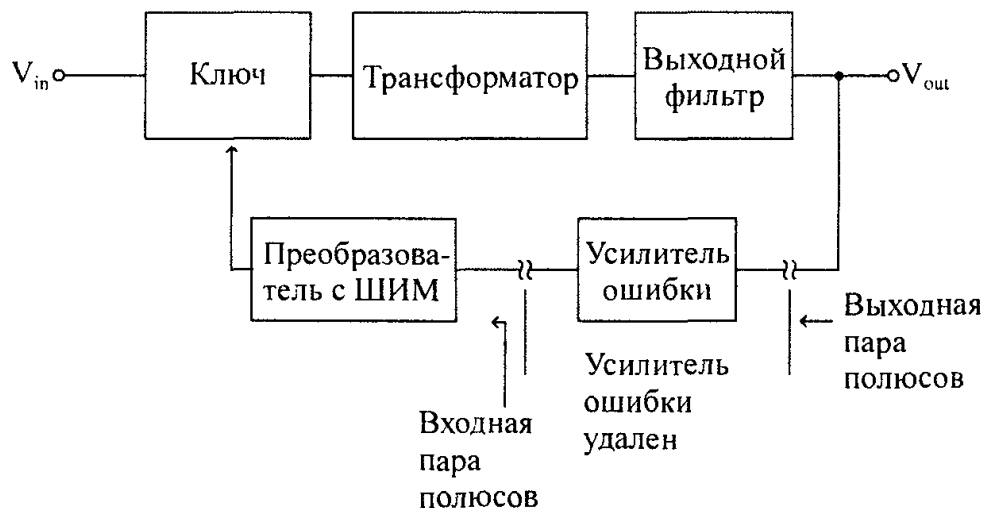


Рис. Б.9. Смысл характеристики “схема управления – выход”

Когда “вход” развернут с помощью генератора развертки, результирующий график Бode — это характеристика “схема управления – выход”. Эта диаграмма наиболее значима для целей стабилизации. Приближенный график “схема управления – выход” можно также построить с помощью описанной далее процедуры, причем с весьма удовлетворительными результатами.

Б.2.1. Прямоходовой преобразователь с управлением по напряжению

К этой категории относятся следующие топологии: понижающие, полупрямоходовые, пушпульные, полу- и полномостовые — с традиционным методом управления по напряжению. Их условная схема показана на рис. Б.10. На рис. Б.10 видно, что в схеме присутствует трансформатор. Для понижающего преобразователя разработчик может принять коэффициент трансформации 1:1.

На первом шаге следует определить усиление в системе при постоянном токе. Это — отправная точка для построения диаграммы усиления. Усиление для постоянного тока можно найти из соотношения:

$$A_{DC} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{N_{sec}}{N_{pri}} \cdot DC = \frac{V_{in}}{\Delta V_c} \cdot \frac{N_{sec}}{N_{pri}}, \quad (\text{Б.6})$$

где: DC — максимальный рабочий цикл ($\approx 95\%$); ΔV_c — полный размах выходного напряжения усилителя ошибки.

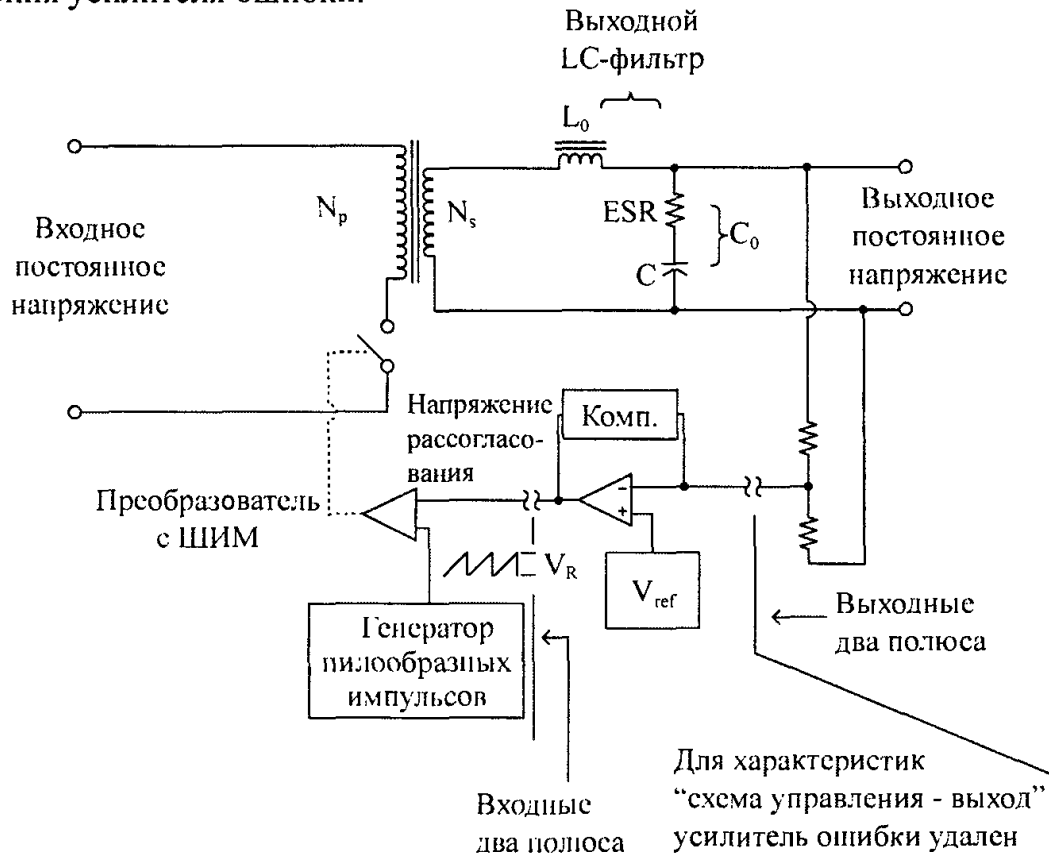


Рис. Б.10. Модель “схема управления – выход” для прямоходового преобразователя с управлением по напряжению

Для преобразования усиления постоянного тока в децибелы используется формула:

$$G_{DC} = 20 \text{Log}(A_{DC}) \quad (\text{Б.7})$$

Таким образом, G_{DC} является отправной точкой для графика Боде для усиления при постоянном токе.

Первый главный полюс обусловлен выходным LC-фильтром. Он представляет полюс второго порядка, проявляющий эффект “Q”, который обычно игнорируют, и спад -40 дБ/декаду выше его частоты излома характеристики. Фазовая диаграмма будет быстро отставать, начиная с $1/10$ частоты излома, и достигнет полные 180° отставания при частоте, равной десяти частотам излома. Положение этого двойного полюса находим по формуле:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}}, \quad (\text{Б.8})$$

где L_o и C_o — значения для индуктора и конденсатора выходного LC-фильтра (в Генри и Фарадах). Если импульсный источник питания имеет несколько выходов, то используйте указанные величины для фильтра опрашиваемого выхода наибольшей мощности.

Следующий элемент — это “нуль”, проявляемый последовательной комбинацией ESR конденсатора выходного фильтра и емкостью самого конденсатора. Частоту излома характеристики “нуля” находим по следующей формуле:

$$f_{\text{ESR}} = \frac{1}{2\pi R_{\text{ESR}} C_o} \quad (\text{Б.9})$$

Это приводит к тому, что характеристика “схема управления – выход” добавляет усиление и фазу выше размещения этого “нуля”. Это может оказаться проблемой с точки зрения стабильности источника питания. К сожалению, многие производители не предоставляют величины ESR для выпускаемых ими конденсаторов. Обычно “нуль”, обусловленный конденсатором выходного фильтра, попадает в следующие два диапазона:

- оксидно-электролитические алюминиевые конденсаторы — 1–5 кГц;
- танталовые конденсаторы — 10–25 кГц.

Как видим, выбор типа конденсатора выходного фильтра может повлиять на характеристику “схема управления – выход”, и иногда — совершенно нежелательным образом.

Результирующие графики Боде для характеристики “схема управления – выход” прямоходового преобразователя с управлением по напряжению представлены на рис. Б.11.

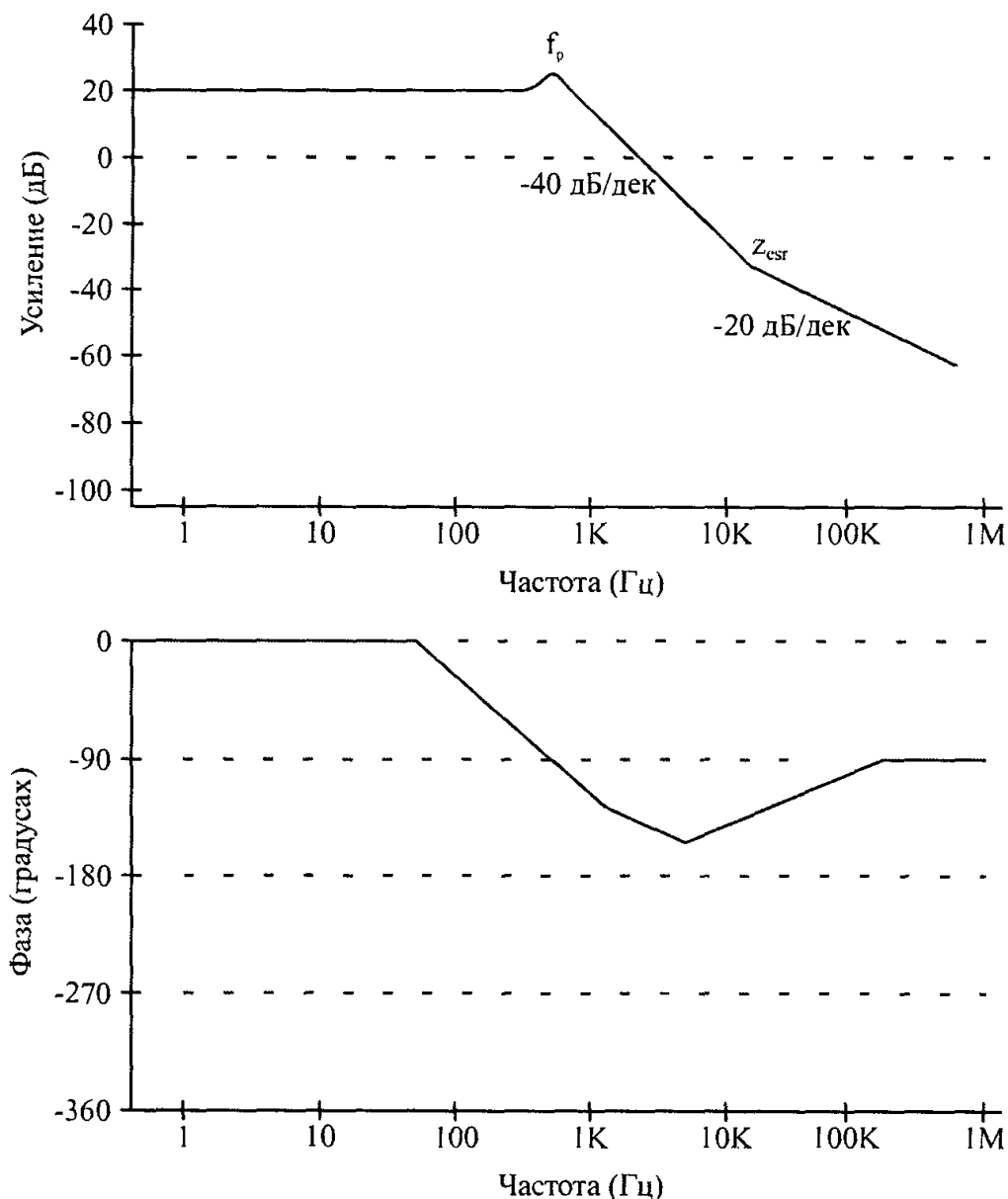


Рис. Б.11. Кривая “схема управления – выход” для прямоходового преобразователя с управлением по напряжению

Б.2.2. Характеристики “схема управления – выход” обратноходового преобразователя с управлением по напряжению и прямоходового преобразователя с управлением по току

Работа обратноходового преобразователя, работающий в прерывистом режиме, совершенно отличается от работы прямоходового преобразователя и, естественно, их характеристики “схема управления – выход” очень различны. К этой категории характеристик “схема управления – выход” относятся повышающие, инвертирующие и обратноходовые топологии. Прямоходовые и обратноходовые преобразователи, работающие в режиме управления по току, тоже попадают в эту категорию — только их значения для постоянного тока определяются иначе. Соответствующая условная схема представлена на рис. Б.12.

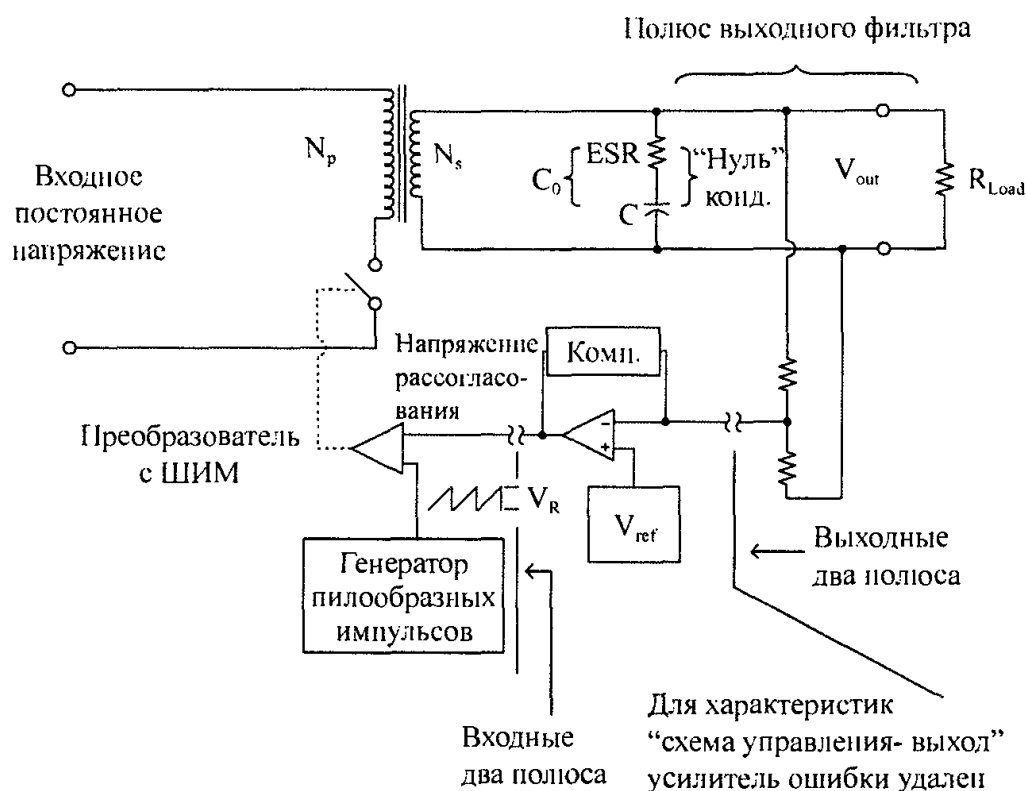


Рис. Б.12. Модель “схема управления – выход” для обратноходового преобразователя с управлением по напряжению

Усиление постоянного тока, проявляемое секцией питания импульсного источника — обратноходового преобразователя с управляемого по току или напряжению, определяется формулой:

$$A_{DC} = \frac{(V_{in} - V_{out})}{V_{in} \cdot \Delta V_c} \cdot \frac{N_{sec}}{N_{pri}} \quad (\text{Б.10})$$

В данном случае величина ΔV_c может иметь смысл двойной амплитуды напряжения пилообразного сигнала осциллятора, если используется метод управления по напряжению, или же максимального напряжения, соответствующего току через первичную обмотку, если осуществляется управление по току. Усиление можно преобразовать в децибелы по формуле (Б.7).

Прямоходовый преобразователь, управляемый по току, показывает то же усиление при постоянном токе, что и прямоходовый преобразователь с управлением по напряжению, как это следует из соотношений (Б.6).

Полюс выходного фильтра как в обратном преобразователе с управлением по напряжению, так и в прямом и обратном преобразователях с управлением по току в значительной мере зависит от эквивалентного сопротивления нагрузки. Это означает, что при увеличении или уменьшении силы тока нагрузки смещается положение полюса выходного фильтра. Положение этого полюса можно найти по формуле:

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_L C_o}, \quad (\text{Б.11})$$

где $R_L = V_{\text{out}} / I_{\text{out}}$.

Таким образом, когда сила тока нагрузки уменьшается, положение полюса тоже уменьшается. Вопросы, связанные с этим фактом и касающиеся компенсации усилителя ошибки, мы обсудим позже.

“Нуль”, приписываемый конденсатору выходного фильтра, все так же присутствует в характеристиках “схема управления – выход”. Его положение можно найти с помощью раздела Б.2.1 и формулы (Б.9). Результирующие характеристики “схема управления – выход” показаны на рис. Б.13.

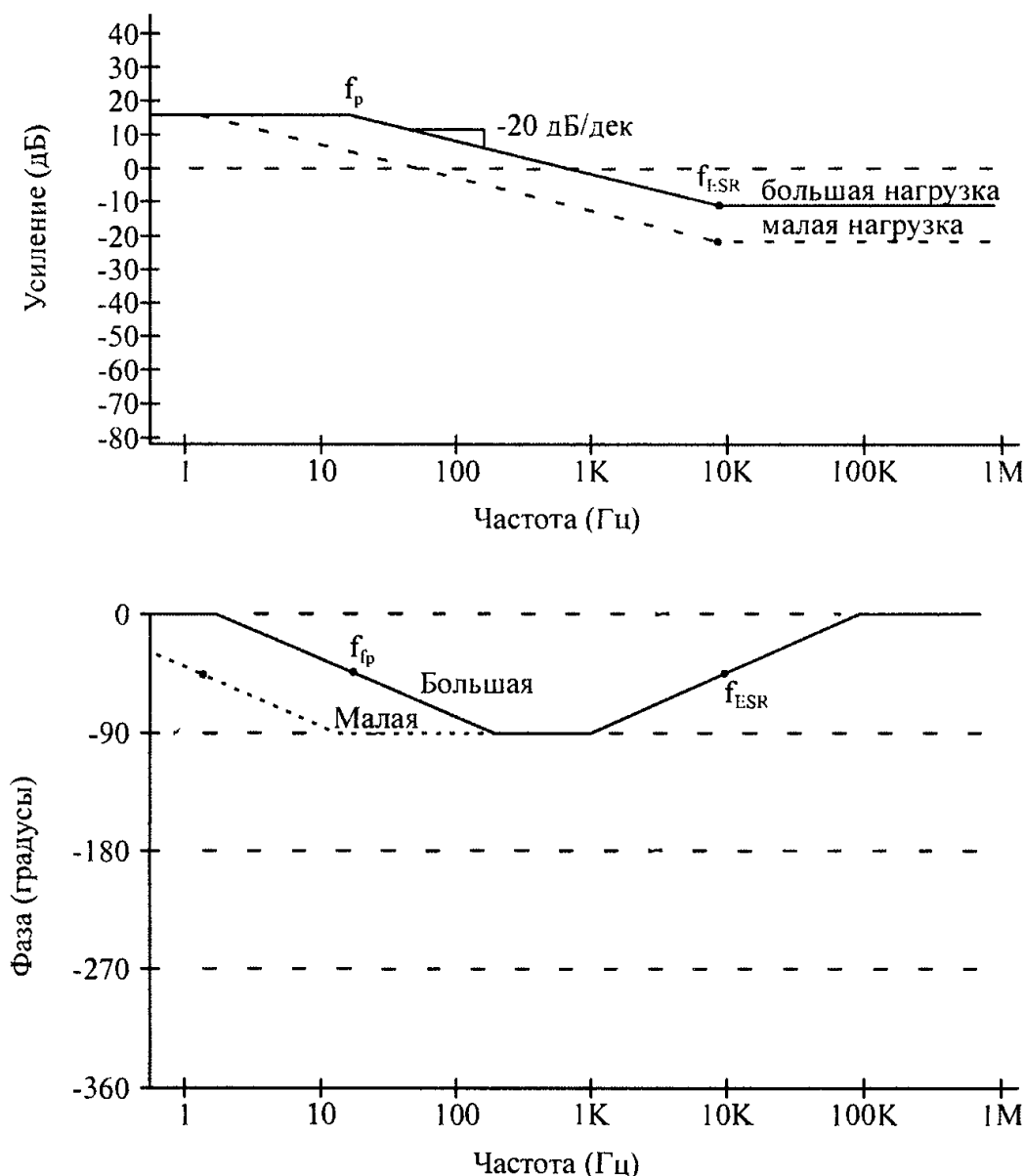


Рис. Б.13. Характеристики “схема управления – выход” для обратного преобразователя с управлением по напряжению

Как видим, и входное напряжение, и сопротивление эквивалентной нагрузки влияют на функции усиления и фазы.

Прямоходовый преобразователь с управлением по току выдвигает на рассмотрение еще один аспект: двойной полюс при половине рабочей частоты переключений. Ширина полосы компенсации обычно не поднимается до этой частоты, но она может привести к проблемам, если усиление в замкнутом контуре недостаточно низкое для гашения ее влияния. Влияние частоты двойного полюса на характеристику “схема управления – выход” можно увидеть на рис. Б.14.

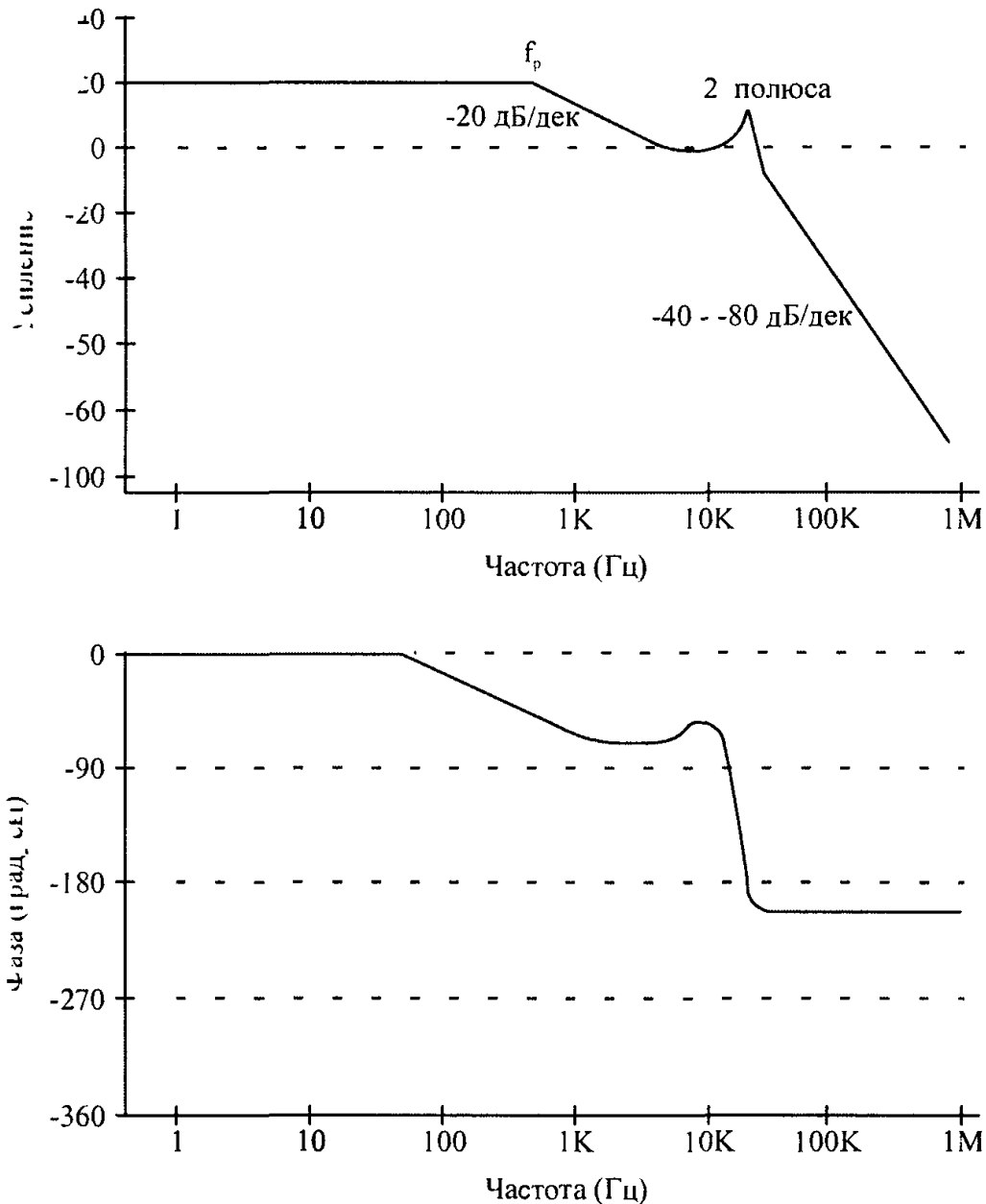


Рис. Б.14. Характеристики “схема управления – выход” для прямоходового преобразователя с управлением по току

4.4. Критерий устойчивости применительно к импульсным источникам питания

Прежде чем перейти к проектированию компенсации усилителя ошибки, желательно знать, что собой представляет устойчивая система с замкнутым контуром. Правило, имеющее отношение к устойчивости, звучит элементарно:

Запаздывание фазы замкнутого контура никогда не должно превышать -330° градусов всякий раз, когда усиление в системе с замкнутым контуром больше единицы (или 0 дБ).

Фактически, проектировщиками обычно используется предел запаздывания общей фазы, равный 315° . При величинах запаздывания, более близких к 360° , система становится *метаустойчивой*. Это может привести к разбиению питания на периоды колебаний в случае возникновения больших нагрузок или одиночных всплесков в линии.

Перечислим некоторые термины, связанные с анализом устойчивости системы (рис. Б.15):

- *запас по фазе* — значение фазы системы с замкнутым контуром при частоте перехода на усиление ($G(s) = 0$ дБ);
- *запас по усилению* — значение усиления, когда фаза переходит -360° ;
- *фаза превышения* — точка самого близкого приближения фазовой характеристики к значению -360° всякий раз, когда усиление больше 1 (0 дБ).

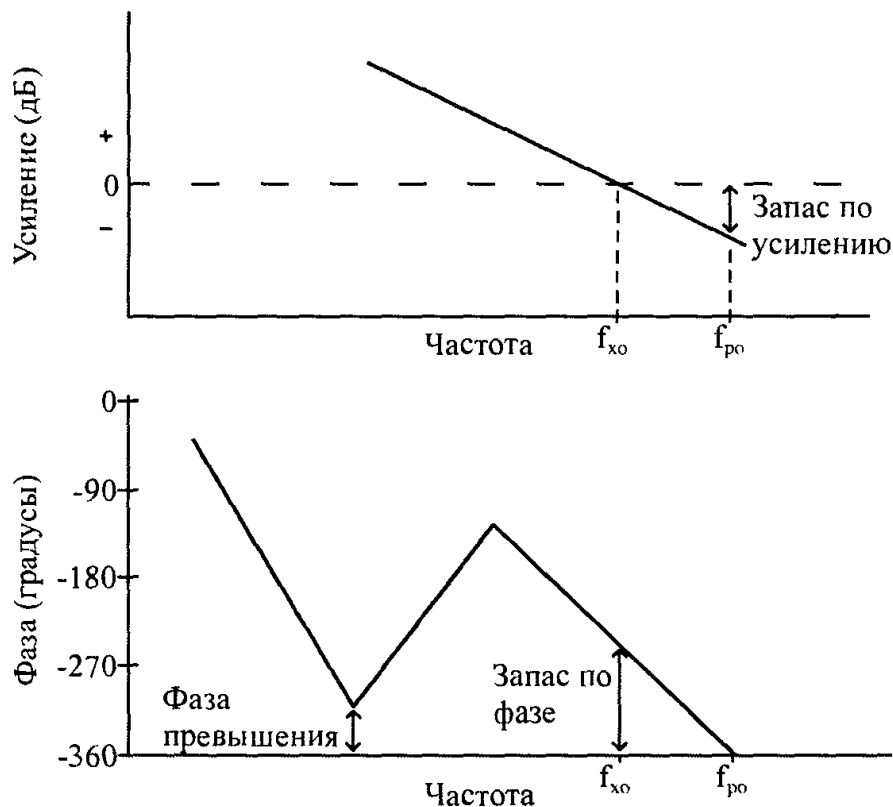


Рис. Б.15. Определение терминов устойчивости

Из этих трех понятий наиболее важным является фаза превышения, поскольку частота перехода на усиление обычно значительно выше, чем точка максимального запаздывания фазы, обусловленная полюсом фильтра.

Б.4. Типичные схемы компенсации усилителя ошибки

Существует четыре руководящих правила, которые следует иметь в виду при проектировании компенсации усилителя ошибки:

1. Фаза замкнутого контура должна поддерживаться на уровне ниже -300° всякий раз, когда усиление больше 0 дБ.

2. Частота перехода на усилении в замкнутом контуре должна быть настолько высокой, насколько это практически возможно. Это уменьшает продолжительность переходных процессов в источнике питания.
3. Усиление в замкнутом контуре при постоянном токе должно быть как можно более высоким. Это имеет прямое отношение к стабилизации выхода источника по нагрузке.
4. Результирующий средний наклон кривой усиления в замкнутом контуре должен быть в среднем равен -20 дБ/декаду.

Кроме того, следует учитывать спецификацию произведения коэффициента усиления на ширину полосы пропускания для операционного усилителя, используемого в качестве усилителя ошибки. Если характеристики Боде операционного усилителя слишком низки по частоте, схема компенсации может не работать полностью как требуется.

Компенсационные схемы, показанные в этой книге, демонстрируют наиболее типичные методы компенсации. Несколько из них будут работать в любом приложении, но только одну можно рассматривать как оптимальную с учетом усиления и постоянного тока и ширины полосы замкнутого контура. Подобрать метод компенсации для того или иного приложения помогут табл. Б.1 и табл. Б.2.

Таблица Б.1. Выбор схем компенсации для различных случаев

Источник питания	Один полюс	Один полюс с ограничением усиления	Один полюс, один "нуль"	Два полюса, два "нуля"
Прямой с управлением по напряжению	X			X
Инвертирующий с управлением по напряжению или по току		X	X	
Прямой с управлением по току		X	X	

Таблица Б.2. Относительное качество различных типичных методов компенсации

Тип компенсации	Стабилизация выхода по нагрузке	Продолжительность переходных процессов
Один полюс	Хорошо	Плохо
Один полюс с ограничением усиления	Отлично	Хорошо
Один полюс, один "нуль"	Хорошо	Хорошо
Два полюса, два "нуля"	Хорошо	Хорошо

Б.4.1. Компенсация с одним полюсом

Этот тип компенсации используется для тех топологий преобразователей, которые показывают минимальный сдвиг по фазе до предполагаемой точки перехода на усилении в замкнутом контуре. Эта топология соответствует прямоходовым преобразователям с управлением по напряжению. Рассматриваемый метод компенсации, хотя и требует минимального количества компонентов и превосходной стабилизации выхода по нагрузке, дает очень узкую полосу пропускания замкнутого контура, что приводит к увеличению продолжительности переходных процессов.

Электрическая схема и графики Боде для метода компенсации с одним полюсом представлены на рис. Б.16.

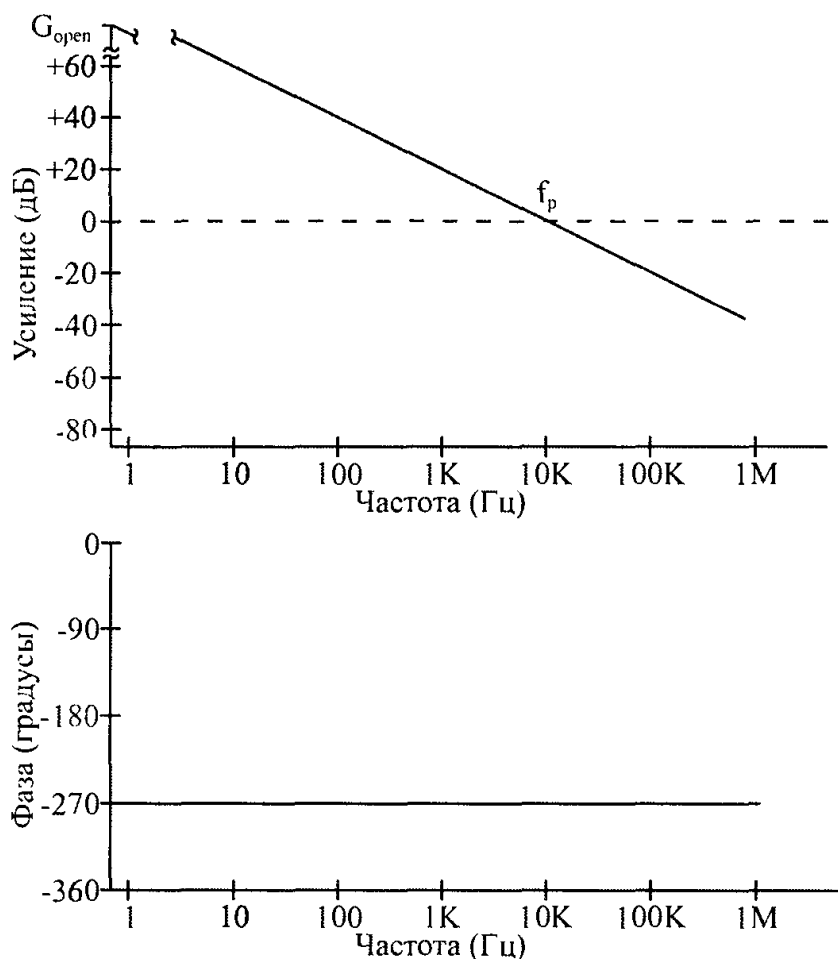
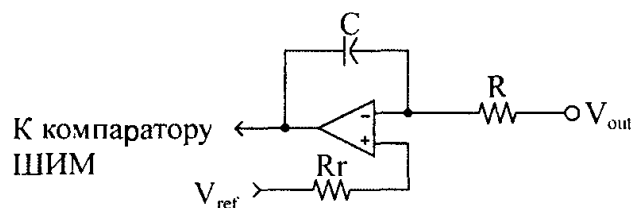


Рис. Б.16. Метод компенсации с одним полюсом

При постоянном токе этот метод демонстрирует полное усиление разомкнутого контура усилителя ошибки, а снижение усиления составляет -20 дБ/декаду. Он также имеет постоянный сдвиг фазы -270° . Таким образом, любой сдвиг фазы, внесенный характеристикой «схема управления – выход», не может добавлять больше желаемой фазы превышения ($-315^\circ \dots -330^\circ$) или дополнительных $30^\circ-45^\circ$.

Первый шаг на пути вычисления величин для компонентов этого компенсационного метода заключается в определении неотъемлемого усиления на постоянном токе силовых каскадов. Расчет следует выполнять с использованием максимально величины входного напряжения, поскольку при именно при этом напряжении система имеет наиболее широкую полосу пропускания. Вычисляем усиление:

$$A_{DC} = \frac{V_{in}}{\Delta V_c} \cdot \frac{N_{sec}}{N_{pn}} \quad (\text{Б.12})$$

За дополнительными разъяснениями обращайтесь к разделу Б.2.1. Эту величину пока не нужно преобразовывать в децибелы.

Далее находим частоту перехода на усиление в замкнутом контуре, приняв решение о том, какой запас по фазе мы хотим обеспечить в нашей системе. Подход

чим значением является 45° . Если проигнорировать любой Q-эффект LC-фильтра, то точку перехода на усилении можно найти по формуле:

$$f_{x0} = f_{fp} \cdot \tan(\varnothing_{pm} / 2) \quad (\text{Б.13})$$

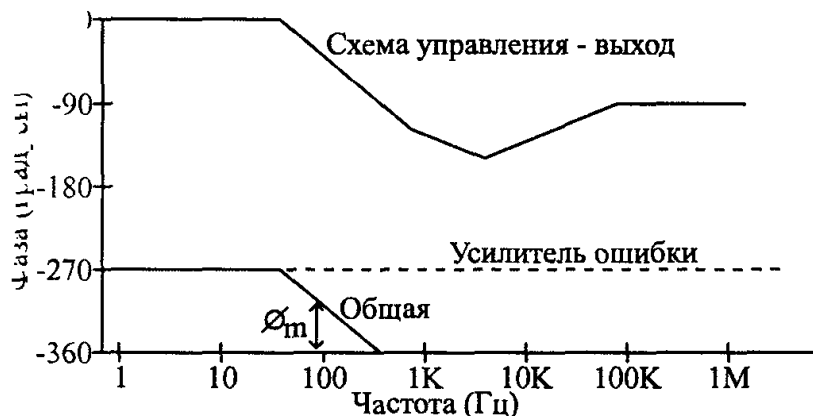
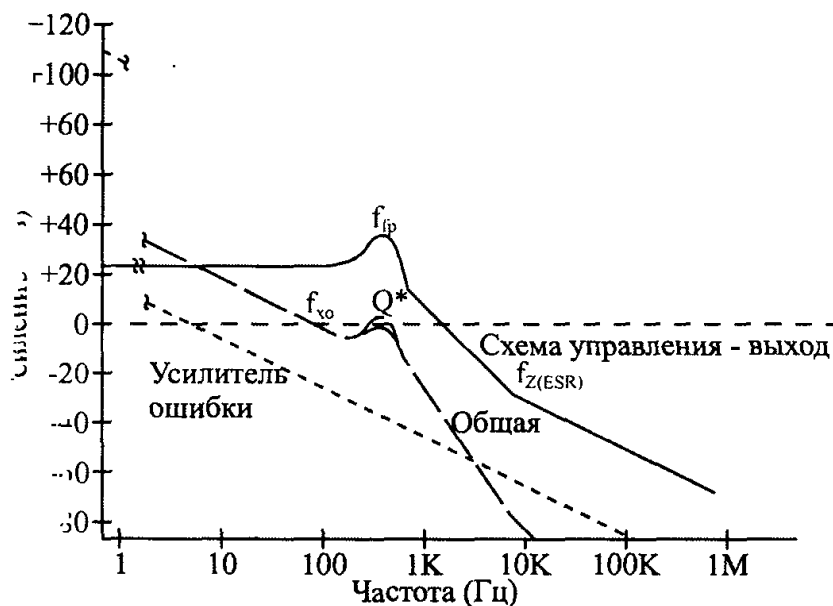
Частоту перехода усилителя ошибки вычислим по формуле (Б.14):

$$f_{xe} = f_{x0} \cdot 10^{-(A_{dc}/20)} \quad (\text{Б.14})$$

Теперь можно вычислить емкость конденсатора обратной связи. Проектировщику известно сопротивление входного резистора — резистора верхнего плеча делителя напряжения, ответственном за обратную связь по напряжению для усилителя ошибки. Тогда искомая емкость равна:

$$C = \frac{A_{dc}}{2\pi R f_{xe}} \quad (\text{Б.15})$$

Несмотря на свою простоту, этот метод компенсации дает очень медленную реакцию на переходные процессы в нагрузке. Это обусловлено тем, что точка перехода на усилении всегда намного ниже, чем точка полюса выходного фильтра. Обычно это приводит к получению полосы пропускания контура 50–500 Гц, что может привести к проблеме для цепи нагрузки, если напряжения питания кратковременно отклоняются за пределы своих рабочих характеристик. Реализация данного метода компенсации показана на рис. Б.17.



* Возможная область колебаний (обусловленная индуктором с большим Q)

Рис. Б.17. Компенсация с одним полюсом для прямоходового стабилизатора с управлением по напряжению

Как видим, высокая Q-характеристика LC-фильтра на частоте резонанса выходного фильтра может привести к колебаниям. Во избежание этой проблемы, проектировщику следует далее снижать частоту перехода на усиление в замкнутом контуре, что может уже больше ухудшить характеристики переходных процессов.

Б.4.2. Однополюсная компенсация с внутриполосным ограничением усиления

Этот метод компенсации рекомендуется только для тех топологий, которым свойственна характеристика однополюсного фильтра: прямоходовые преобразователи с управлением по току и обратныхходовые преобразователи с управлением по напряжению или по току. Ширина полосы для этого метода может смещаться за пределы частоты одного полюса выходного фильтра, и единственный недостаток этого метода заключается в более слабом усилении на постоянном токе, чем у других методов компенсации, что может привести к худшей стабилизации выхода по нагрузке в импульсном источнике питания. Схема и графики Бode для этого метода показаны на рис. Б.18.

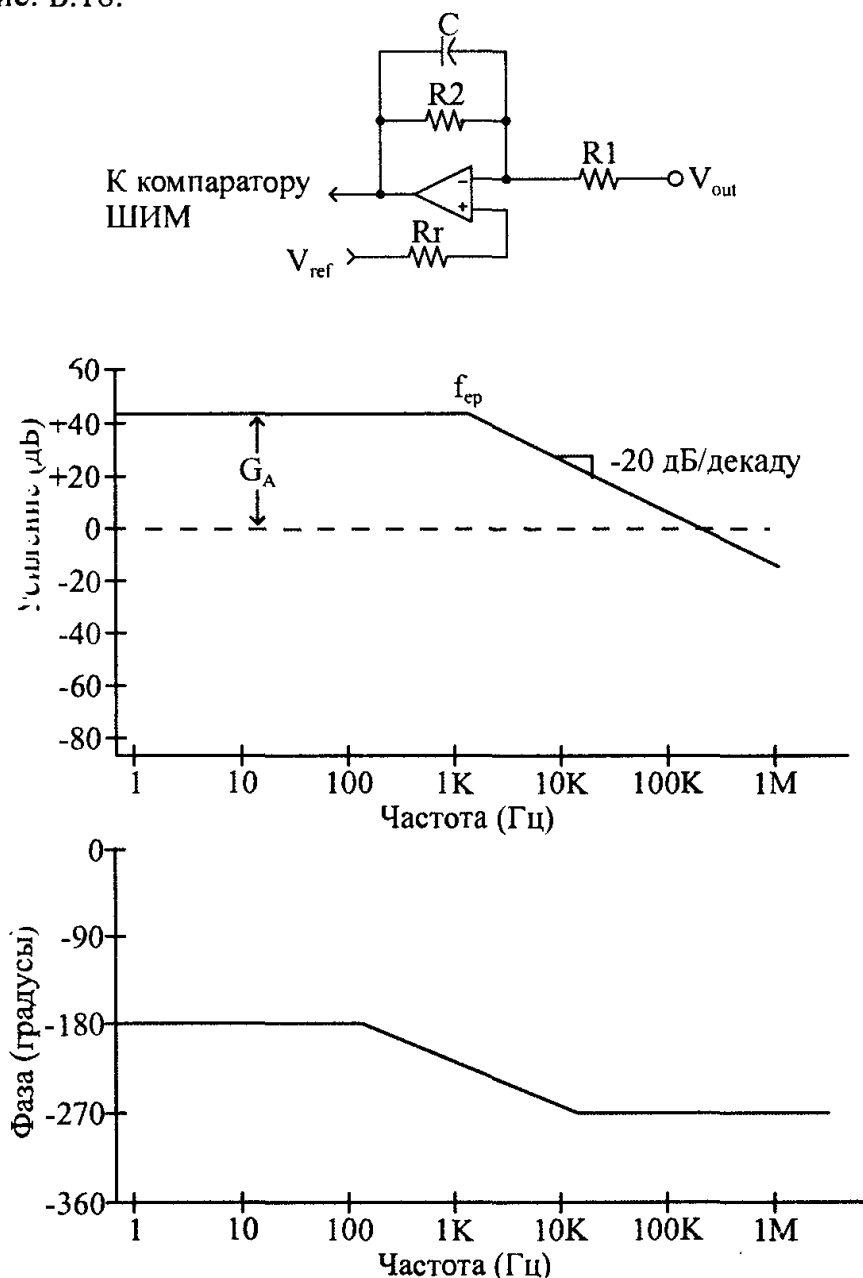


Рис. Б.18. Метод однополюсной компенсации с внутриполосным ограничением усиления

Рассматриваемый метод компенсации вначале показывает задержку фазы -180° при низких частотах, затем, начиная с частоты в $1/10$ полюса фильтра усилителя ошибки (f_{EP}), отставание фазы увеличивается до верхнего предела частоты, равного -270° .

Чтобы начать процесс проектирования, конечно же, потребуется знать максимальное усиление на постоянном токе, которое показывает характеристика “схема управления – выход” схемы питания (A_{DC}). Самым худшим случаем считается наибольшее входное напряжение. Частота перехода на усилении в замкнутом контуре ограничена до $1/5$ частоты переключений. Если бы частота перехода была выше, то слишком большая часть частоты переключений усиливалась бы усилителем ошибки, что крайне нежелательно. Итак, частота перехода на усилении замкнутого контура:

$$f_{x0} < 0,2 f_{sw}, \quad (\text{Б.16})$$

где f_{sw} — частота переключений импульсного источника питания.

Положение полюса усилителя ошибки используется для противодействия влиянию “нуля” конденсатора выходного фильтра, обусловленного ESR. Полюс усилителя ошибки должен располагаться на частоте

$$f_{EP} \approx f_{Z(ESR)} \text{ (низшая частота)}. \quad (\text{Б.17})$$

Далее необходимо определить значение усиления, требуемого усилителем ошибки для приведения функции “схема управления – выход” к 0 дБ на частоте перехода в замкнутом контуре:

$$G_{x0} = 20 \text{Log}(f_{x0} / f_{fp}) - G_{DC}, \text{ дБ}. \quad (\text{Б.18})$$

Усиление, необходимое ниже полюса усилителя ошибки:

$$G_A = G_{x0} + 20 \text{Log}(f_{x0} / f_{fp}). \quad (\text{Б.19})$$

Емкость конденсатора обратной связи:

$$A_{x0} = 10^{(G_{x0}/20)} \text{ (абсолютное усиление } G_{x0}); \quad (\text{Б.20})$$

$$C = \frac{1}{2\pi R_1 A_{x0} f_{ep}}. \quad (\text{Б.21})$$

Сопротивление резистора обратной связи:

$$A_A = 10^{(G_A/20)} \text{ (абсолютное усиление } G_A); \quad (\text{Б.22})$$

$$R_2 = A_A \cdot R_1. \quad (\text{Б.23})$$

На этом проектирование цепи однополюсной компенсации с внутривсполосным ограничением усиления завершено. Соответствующие графики Боде для замкнутого контура показаны на рис. Б.19.

Следует отметить, что у этого метода есть один недостаток. Из-за характерного большого усиления и широкополосной природы этого метода легко столкнуться с максимальными характеристиками “усиление – полоса пропускания” самого операционного усилителя, то есть, операционный усилитель может не иметь достаточного усиления на требуемых частотах. На этот случай есть две альтернативы: либо снизить точку перехода, либо использовать внешний операционный усилитель с более высоким значением G_{BW} .

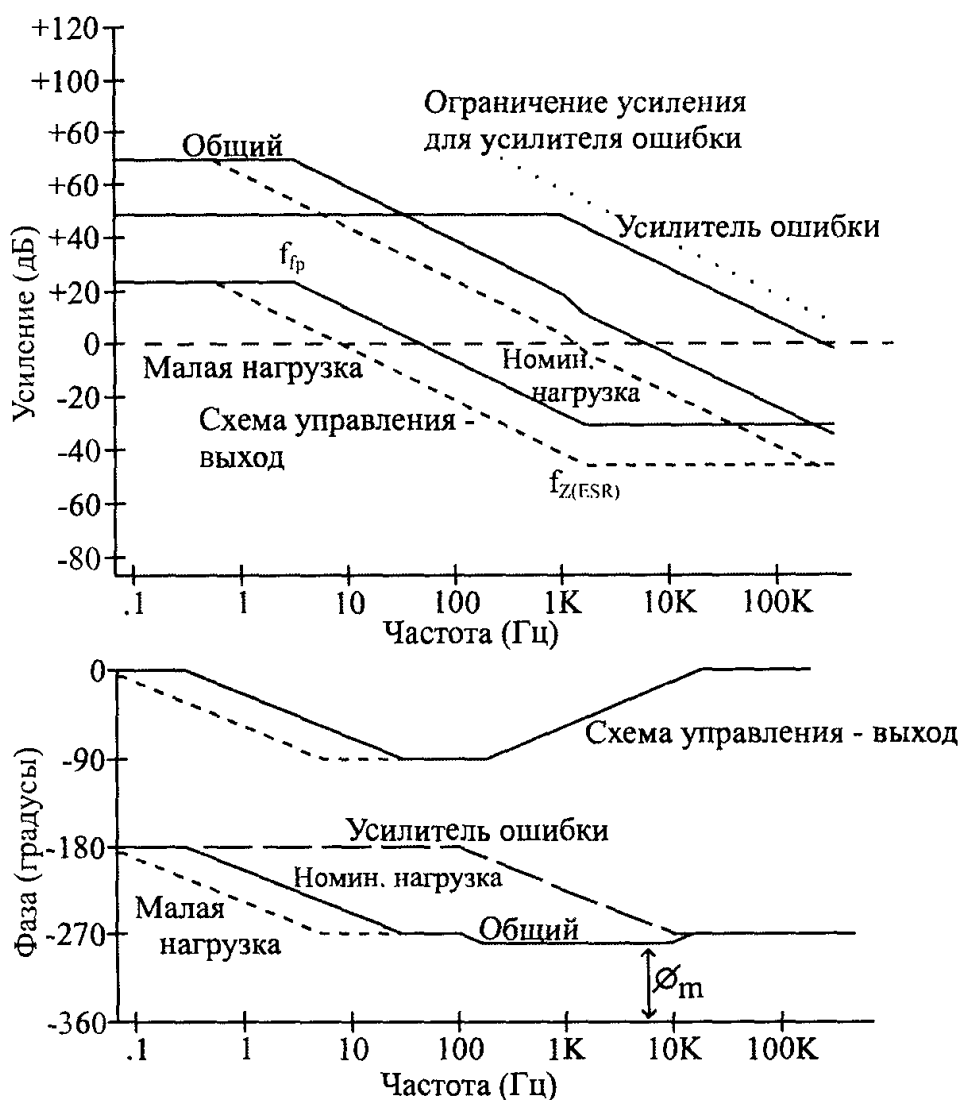


Рис. Б.19. Пример однополюсной компенсации с внутрисполосным ограничением усиления для обратного преобразователя с управлением по току или напряжению

Б.4.3. Компенсация с одним полюсом и одним “нулем”

Этот метод компенсации предназначен для тех топологий, которые имеют характеристику одного полюса фильтра: обратноходовые дискретные преобразователи с управлением по напряжению, а также прямоходовые и обратноходовые преобразователи с управляемые по току. Метод обладает большим усилением на постоянном токе и характеристикой опережения по фазе. Это дает проектировщику возможность приспособить компенсацию под источник питания. Схема и графики Бode для компенсации с одним полюсом и одним “нулем” показаны на рис. Б.20.

Рассматриваемый метод компенсации имеет полюс при постоянном токе, который для хорошей стабилизации выхода обеспечивает усиление в разомкнутом контуре с помощью операционного усилителя. “Ноль” появляется на частоте самого нижнего проявления полюса выходного фильтра или ниже, чтобы компенсировать отставание по фазе этого полюса. Запаздывание по фазе усилителя ошибки фактически снижается между полюсом усилителя ошибки и “нулем”. Его теоретический предел составляет -180° (или “бросок фазы” $+90^\circ$). Этот бросок фазы должен располагаться там, где существует самое большое отставание по фазе от полюса выходного фильтра. Таким образом можно поддерживать хороший контроль над фазой превышения. Последний полюс помещается в компенсацию для ослабления усиле-

ния на высоких частотах и противодействия “нулю” конденсатора, обусловленному ESR. Соответствующие графики Бode для замкнутого контура показаны на

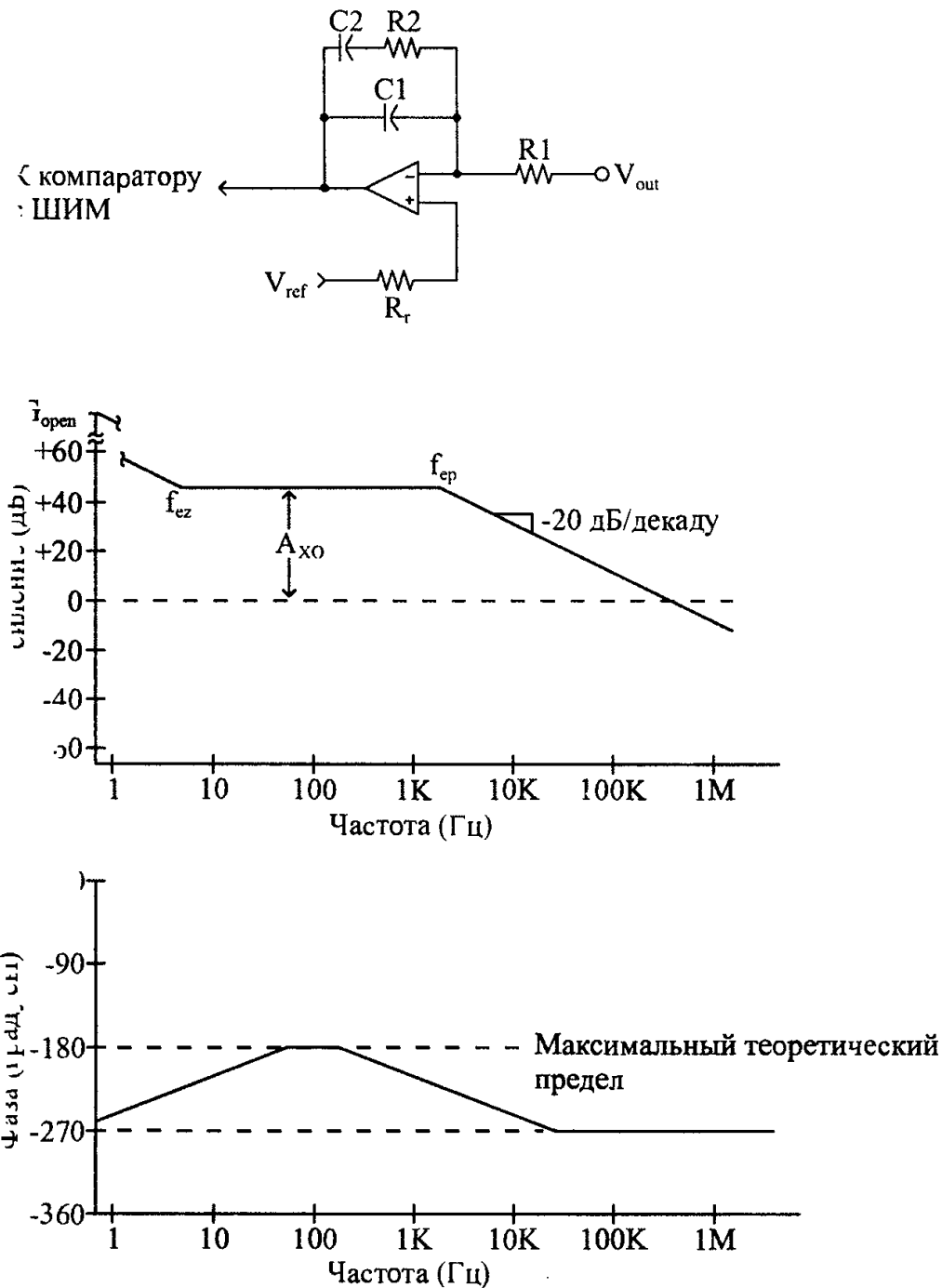


Рис. Б.20. Метод компенсации с одним полюсом и одним “нулем”

чтобы начать проектирование, следует найти внутреннее усиление по постоянному току характеристики “схема управления – выход”. Для обратных преобразователей с управлением по току можно использовать формулу (Б.10). Для прямых преобразователей с управлением по току используется формула (Б.6). Расчеты ведутся при наивысшем входном напряжении, поскольку это дает самое высокое усиление по постоянному току (наихудший случай).

Далее определим максимальную частоту перехода на усиление в замкнутом контуре. Для этой частоты лучше всего взять значение $1/5$ рабочей частоты импульсного источника питания:

$$f_{хо} \leq 0,2 \cdot f_{sw} . \quad (\text{Б.24})$$

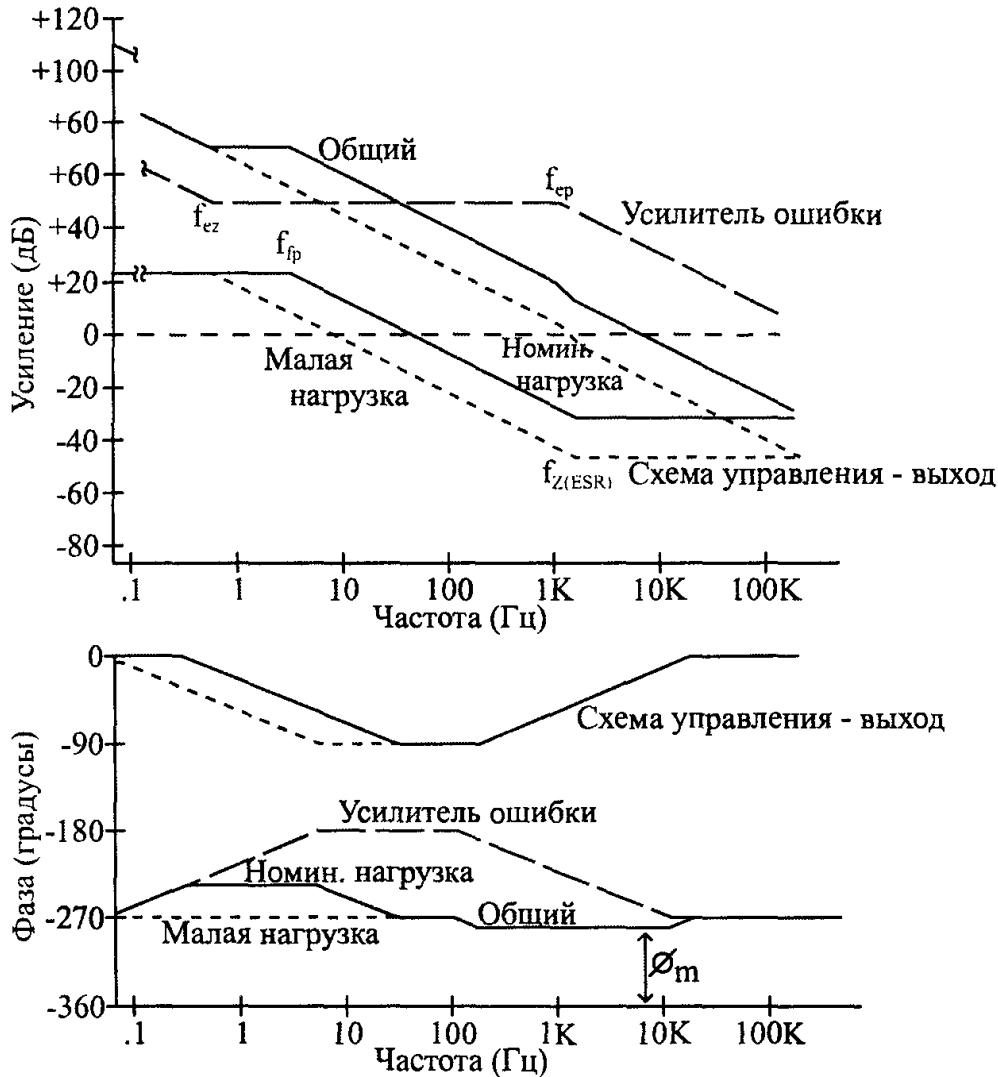


Рис. Б.21. Пример компенсации с одним полюсом и одним “нулем” для обратного преобразователя с управлением по напряжению или по току

Теперь выясним, какое требуется усиление для поднятия кривой усиления “схема управления – выход” до 0 дБ на частоте перехода:

$$G_{x0} = 20 \text{Log}(f_{x0} / f_{fp}) - G_{DC} \quad (\text{Б.25})$$

Следующая задача заключается в определении позиции компенсационного “нуля” и полюса в усилителе ошибки. “Ноль” расположен на проявлении самой низкой частоты полюса фильтра, поскольку для обратного преобразователя с управлением по напряжению, а также прямого и обратного преобразователя с управлением по току частота этого полюса изменяется в ответ на эквивалентное сопротивление нагрузки. Наименьшая ожидаемая нагрузка определяет самую низкую частоту полюса выходного фильтра. Высокочастотный полюс компенсации усилителя ошибки располагается ниже предполагаемой частоты “нуля” на кривой “схема управления – выход” по причине ESR конденсатора. Короче говоря,

$$f_{ez} = f_{fp(\text{light load})}; \quad (\text{Б.26})$$

$$f_{ep} = f_{z(\text{ESR-min})}. \quad (\text{Б.27})$$

Теперь можем вычислить необходимые величины для компонентов цепи. Сопротивление входного резистора (R1) известно, поскольку это — резистор верхнего плеча делителя напряжения обратной связи. Значения для компонентов обратной связи:

$$C1 = \frac{1}{2\pi R_1 A_{x0} f_{x0}}; \quad (\text{Б.28})$$

$$R2 = A_{x0} \cdot R1, \quad (\text{Б.29})$$

где A_{x0} — абсолютное значение усиления, необходимое на частоте перехода (не в дБ).

$$C2 = \frac{1}{2\pi R_2 f_{cz}}. \quad (\text{Б.30})$$

Увеличение фазы, обусловленное усилителем ошибки, вычисляем по следующей формуле:

$$\varphi_{\text{boost}} = 2 \tan^{-1}(f_{cp} / f_{cz})^{1/2} - 90^{\circ}. \quad (\text{Б.31})$$

Увеличение фазы пропорционально разделению пары “полюс-нуль” в усилителе ошибки, но оно имеет вторичную природу, поскольку полюс и “нуль” усилителя отклонений были размещены так, чтобы скомпенсировать худший случай положения “нуля” и полюса на характеристиках “схема управления – выход”. Фактическое размещение “нуля” обусловлено ESR, величина которой, в зависимости от выбора поставщика и номера детали, повлияет на фазу превышения источника питания. Таким образом, проектировщику, возможно, придется переместить компенсационный полюс, если существует вероятность того, что фаза превышения упадет ниже 30° (-330° отставания).

Б.4.4. Компенсация с двумя полюсами и двумя нулями

Такая компенсация предназначена для прямоходовых преобразователей с управлением по напряжению, проявляющих характеристику полюса выходного фильтра второго порядка. К таким преобразователям относится также квазирезонансный прямоходовой преобразователь, в котором используется схема управления по напряжению с переменной частотой. LC-фильтр имеет большое отставание по фазе 180° и быстрый спад усиления -40 дБ/декаду, поэтому для получения достаточно широкой полосы пропускания, в таком источнике следует применить рассматриваемый метод компенсации.

Данный метод имеет пару “нулей”, которые противодействуют усилению и особенно фазе двойного полюса фильтра (рис. Б.22). В результате получаем наклон замкнутого контура -20 дБ/декаду выше полюса фильтра. Имеется также высокочастотный полюс для противодействия “нулю”, обусловленному ESR. Наконец, метод имеет очень высокочастотный полюс, гарантирующий, что запасы по усилению и по фазе на частотах перехода на усилении и фазе в замкнутом контуре будут достаточными.

Более сложные методы компенсации, такие как этот, дают проектировщику значительно больше контроля над характеристикой Бode замкнутого контура системы. Полюсы и “нули” можно располагать независимо друг от друга. Как только их частоты выбраны, соответствующие величины компонентов можно легко определить с помощью представленной ниже процедуры. Пары “нулей” и полюсов можно объединить в пары или же разделить. Высокочастотная пара полюсов дает лучшие результаты, если они разъединены и размещены, как описано ниже. Пара нулей обычно объединяется, но может быть и разъединена и размещена по обеим сторонам от частоты излома характеристики полюса выходного фильтра с тем, чтобы способствовать минимизации эффекта Q-усиления LC-фильтра (рис. Б.23).

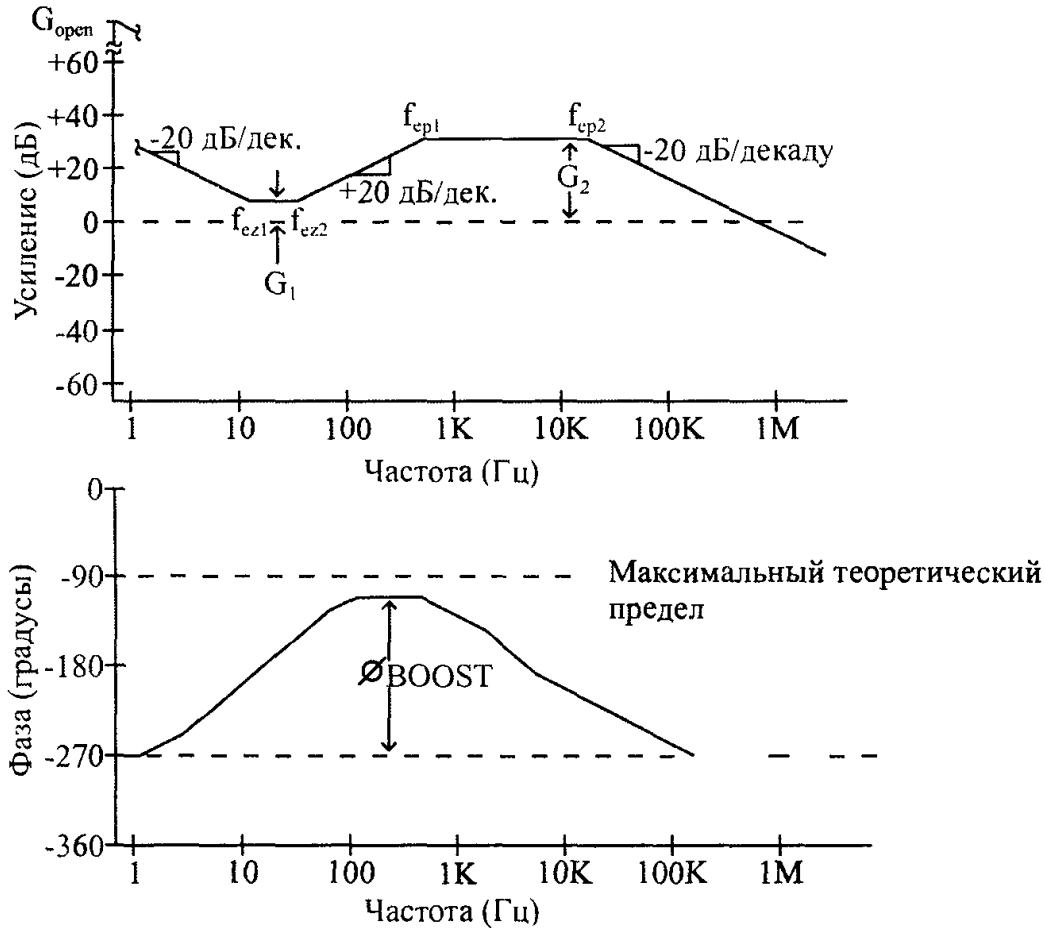
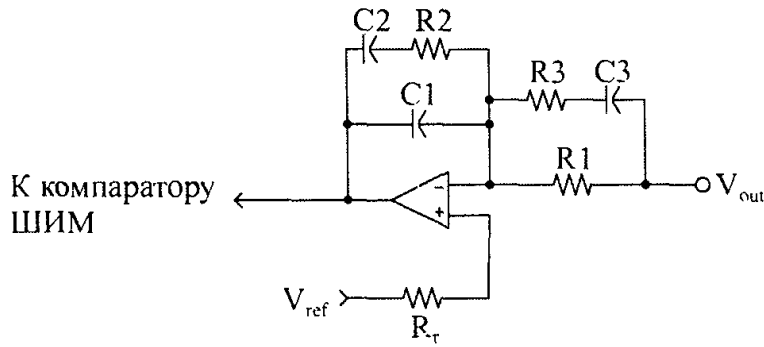


Рис. Б.22. Компенсация с двумя полюсами и двумя “нулями”

Для начала проектирования определим внутреннее усиления по постоянному току функции “схема управления – выход” (G_{DC} и A_{DC}) по формулам (Б.6) и (Б.7). Максимальная частота перехода на усилении в замкнутом контуре (f_{x0}) по-прежнему не может превышать 1/5 минимальной частоты переключений импульсного источника питания:

$$f_{x0} \leq 0,2 \cdot f_{sw} \quad (Б.32)$$

По формуле (Б.33) определим также усиление, необходимое для приведения кривой усиления “схема управления – выход” к 0 дБ на частоте перехода:

$$G_{x0} = 40 \text{Log}(f_{x0} / f_{fp}) - G_{DC} \quad (Б.25)$$

Теперь позиции компенсационных “нулей” (f_{ez1} и f_{ez2}). Если “нули” располагаются на одной и той же частоте, то

$$f_{ez1} = f_{ez2} = f_{fp} / 2 \quad (Б.34)$$

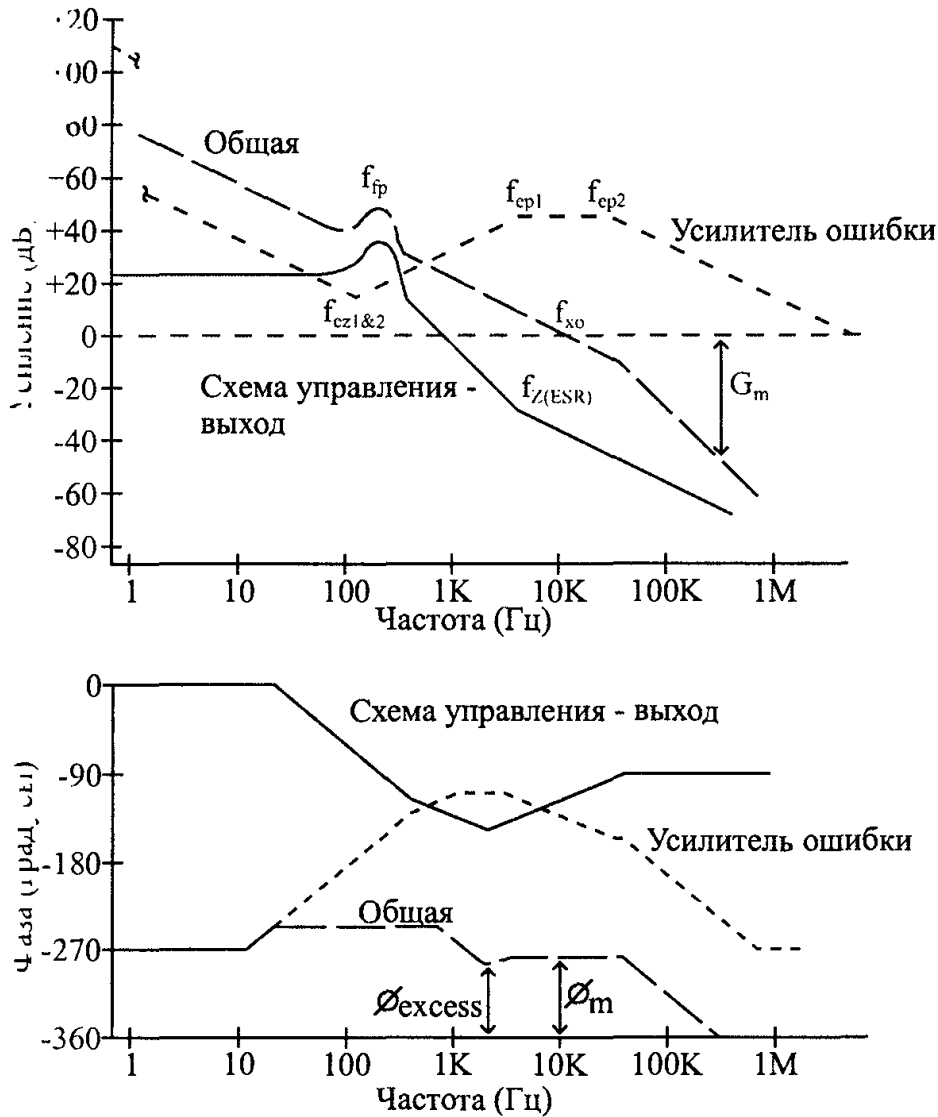


Рис. Б.23. Пример компенсации с двумя полюсами и двумя “нулями” для прямоходового преобразователя с управлением по напряжению

Если же “нули” располагаются по обе стороны полюсов фильтра, то

$$f_{ez1} = f_{fp} / 5 ; \quad (\text{Б.35})$$

$$f_{fp} \leq f_{ez2} \leq 1,2 f_{fp} . \quad (\text{Б.36})$$

Далее, поместим полюс самой низкой частоты усилителя ошибки (f_{ep1}) на самой низкой предполагаемой частоте “нуля” ESR конденсатора:

$$f_{ep1} = f_{z(ESR)} . \quad (\text{Б.37})$$

Самая высокая частота компенсационного полюса (f_{ep2}) немного выше частоты перехода на усилении:

$$f_{ep2} \geq 1,5 f_{xo} . \quad (\text{Б.38})$$

Теперь у нас есть все данные для расчета необходимых величин для компонентов цепи. Вначале вычислим усиление в позиции двух компенсационных “нулей” (A1):

$$G1 = G2 + 20 \text{Log}(f_{ez2} / f_{ep1});$$

$$A1 = 10^{(G1/20)} \text{ (абсолютное усиление)}. \quad (\text{Б.39})$$

Тогда получим:

$$C1 = \frac{1}{2\pi R_1 A_1 f_{x0}}; \quad (\text{Б.40})$$

$$R2 = A1 \cdot R1; \quad (\text{Б.41})$$

$$C3 = \frac{1}{2\pi R_1 f_{ez2}}; \quad (\text{Б.42})$$

$$R3 = R2 / A2; \quad (\text{Б.43})$$

$$C2 = \frac{1}{2\pi R_2 f_{cp2}}, \quad (\text{Б.44})$$

где A_1 и A_2 — абсолютные значения усиления (не в дБ).

Рассмотренный метод с размещением полюсов и “нулей” будет давать минимальное значение фазы превышения 45^0 , что нас вполне устраивает. Если попытаться иначе расположить полюсы и “нули”, то положение точки максимума запаздывания по фазе LC-фильтра окажется на частоте среднего геометрического между f_{ez2} и f_{cp} . Это будет гарантировать наилучшие характеристики фазы. Значение увеличения фазы в данном варианте компенсационном будет:

$$\varnothing_{\text{boost}} = 4 \tan^{-1} (f_{cp1} / f_{ez2})^{1/2} - 180^0. \quad (\text{Б.45})$$

В

Коррекция коэффициента мощности

МОЩНОСТИ

Коррекции коэффициента мощности становится все более насущной в мире источников питания. Добавление новых генерирующих мощностей в мировой электрический фонд — очень дорогостоящее предприятие, которое, к тому же, будет потреблять дополнительные ресурсы. Одним из методов создания около 30% дополнительной генерируемой мощности заключается в более эффективном использовании мощности переменного тока путем коррекции коэффициента мощности. Около 40% электроэнергии в мире потребляют двигатели, электронные источники питания и флуоресцентное освещение, которые также извлекают выгоду из коррекции коэффициентов мощности. С середины 1990-х годов многие страны мира адаптируют требования по коррекции коэффициента мощности для новых изделий, продаваемых на их территории. Дополнительная цепь повышает стоимость источника питания на 20–30%, однако экономия энергии очень скоро превышает начальные затраты.

Смысл термина “коэффициент мощности” в сфере источников питания несколько отличается от традиционного, имеющего отношение к реактивным нагрузкам переменного тока, наподобие электродвигателей, питающихся от линии переменного тока. В этом случае ток, потребляемый двигателем, будет смещенным по фазе относительно напряжения. В результате потребляемое питание будет иметь очень большую реактивную составляющую и лишь небольшой процент мощности фактически используется для выполнения работы. Если двигатель является основной нагрузкой, то для смещения фазы ближе к нулю градусов обычно используются конденсаторные батареи.

В импульсных источниках питания проблема заключается во входной цепи выпрямления и фильтрации. Типичная входная цепь и соответствующие ей формы сигналов показаны на рис. В.1.

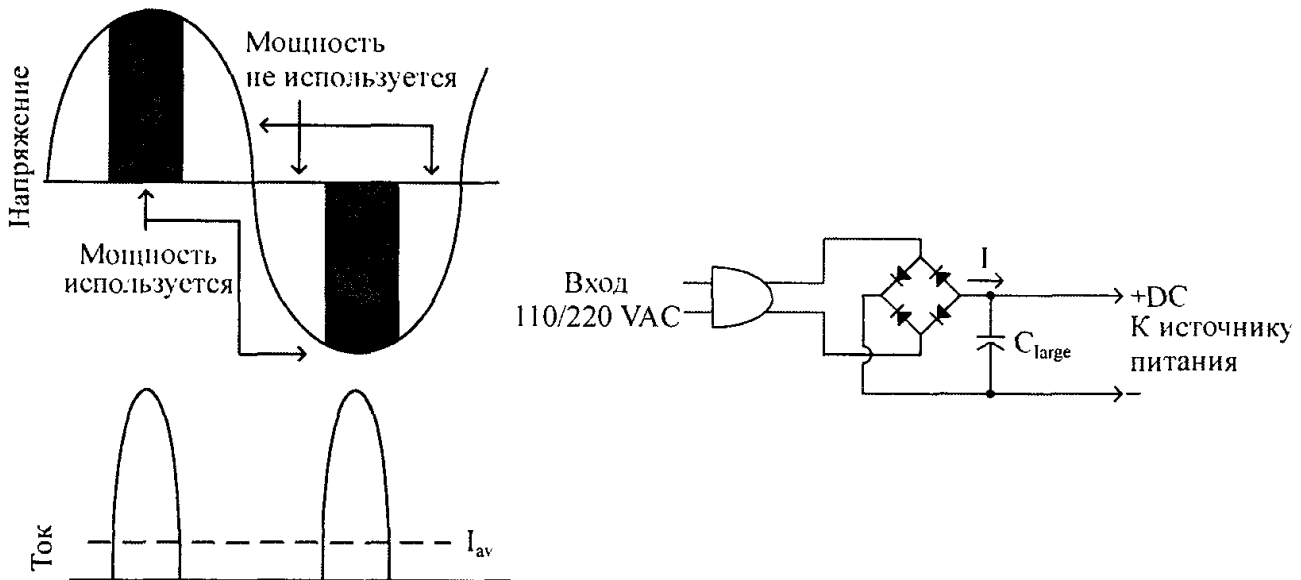


Рис. В.1. Формы сигналов емкостного входного фильтра

Как видим, входные выпрямители могут проводить ток только тогда, когда напряжение линии переменного тока превышает напряжение на конденсаторе входного фильтра. Это обычно случается в пределах 15° вокруг пика сигнала переменного напряжения. В результате импульсы тока оказываются в 5–10 раз больше, чем ожидаемый средний ток потребления. Это может также привести к искажению сигнала переменного напряжения и дисбалансу трехфазных линий электропитания схемы, что проявляется в возникновении тока в нейтрали, где его совсем не ожидают. Другой недостаток заключается в том, что в тот момент, когда выпрямители не находятся в состоянии проводимости, ток не потребляется, и таким образом отбрасывается значительная часть энергетического потенциала системы питания.

Схемы коррекции коэффициента мощности предназначены для увеличения угла отсечки выпрямителей, а также для того, чтобы придать сигналу входного переменного тока синусоидальную форму и согласовать его по фазе с сигналом напряжения. Формы входных сигналов представлены на рис. В.2.

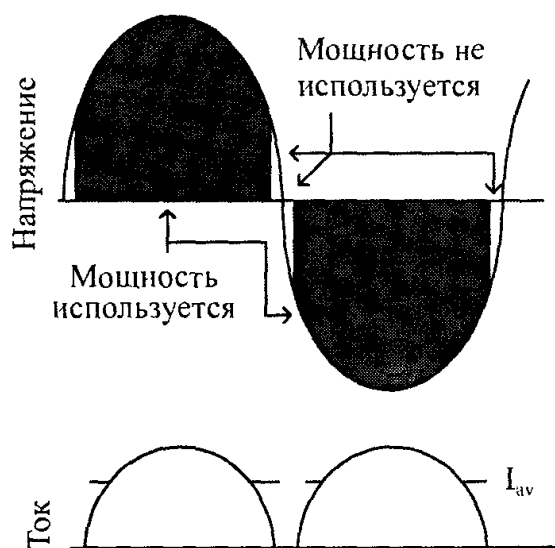
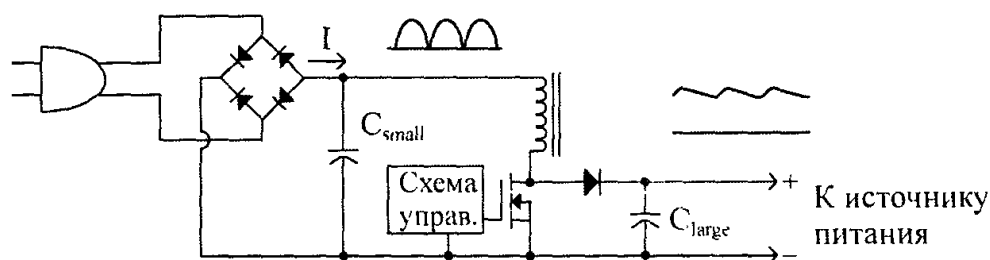


Рис. В.2. Входа с коррекцией коэффициента мощности

Это означает, что вся мощность, отбираемая из линии электропитания, является активной, а не реактивной. Чистый результат заключается в том, что сила максимального тока и тока RMS, отбираемого из линии, значительно меньше силы тока, потребляемого традиционной схемой емкостного входного фильтра.

Схемы активной коррекции коэффициента мощности могут принимать форму топологий импульсных источников питания без изолирующего трансформатора: понижающие, повышающая и инвертирующие. Понижающая топология (рис. В.3) дает выходное постоянное напряжение с уровнем ниже, чем входное всякий раз, когда работает каскад коррекции коэффициента мощности ($V_{in} > V_{out}$). Иными словами, выходное напряжение обычно находится в диапазоне 30–50 VDC. Это может представлять проблему для нагрузок большей мощности, которые должны потреблять много тока из цепи коррекции коэффициента мощности. В этой области популяр-

ными повышающие и инвертирующие топологии, поскольку они дают выходное напряжение больше по уровню, чем максимальное входное, а это подразумевает средние выходные токи меньшей силы (рис. В.4 и рис. В.5).

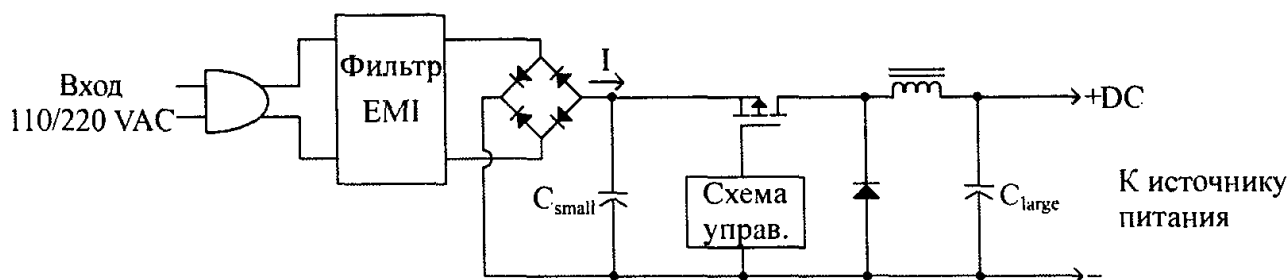


Рис. В.3. Понижающая схема коррекции коэффициента мощности

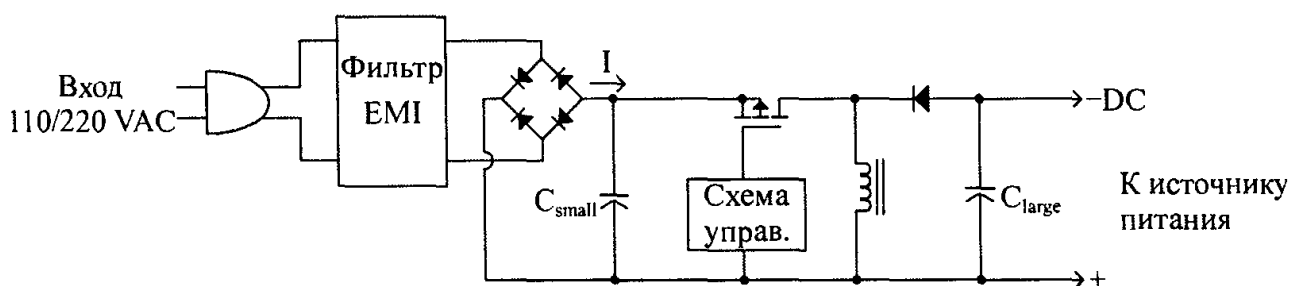


Рис. В.4. Инвертирующая схема коррекции коэффициента мощности

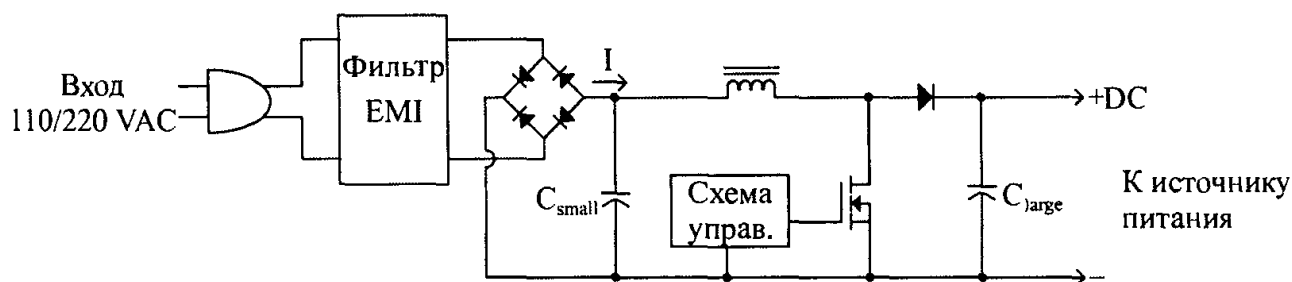


Рис. В.5. Повышающая схема коррекции коэффициента мощности

Инвертирующие схемы производят выходное напряжение, отрицательное по отношению к заземлению входа, следующего за выпрямителями. Каскадные источники питания и цепи считывания напряжения коррекции коэффициента мощности должны работать с отрицательным напряжением, но постоянное выходное напряжение может быть независимым от величин выпрямленных сигналов входного переменного тока. Главный недостаток заключается в необходимости ключа на стороне высокого напряжения, а также в том, что полупроводники должны быть устойчивы к напряжению пробоя высокого уровня. По этой причине наиболее популярной стала повышающая топология. В ней используется ключ на стороне низкого напряжения, которым легко управлять. Единственное ограничение заключается в том, что выходное постоянное напряжение должно быть выше, чем наибольшее ожидаемое пиковое значение переменного напряжения. Это означает, что для того, чтобы схема коррекции коэффициента мощности была применима во всех мировых энергетических системах, выходное напряжение должно превышать 390 VDC; при этом на нагрузку передаются броски напряжения. С другой стороны, для реализации этой топологии требуется минимум компонентов и, следовательно, она обходится дешевле.

Управление каскадом коррекции коэффициента мощности вызывает много споров и является областью, в которой ведутся баталии между патентами. Существует три обобщенных метода такого управления: с фиксированным временем включения,

режим критичной проводимости (только прерывистый) и непрерывный режим. Схема с фиксированным временем включения содержит минимум компонентов, но ограничивает мгновенный ток, который может быть извлечен из входной линии. В случае режима критичной проводимости отсутствуют потери на обратное восстановление выходного выпрямителя, однако выходная мощность ограничивается до 300–600 Вт. Повышающие схемы коррекции коэффициента мощности в непрерывном режиме могут обеспечивать намного большую выходную мощность, но дают большие потери на обратном восстановлении выпрямителя, если только не добавлены какие-либо схемы нулевой потери на переходе, наличие которых повышает стоимость изделия.

Дополнительная стоимость — очень важный фактор в этой сфере, поскольку коррекция коэффициента мощности дает преимущества, невидимые глазу потребителя, который не желает платить за то, чего не видит невооруженным глазом. Например, розничная цена электронных балластов флуоресцентного освещения с коррекцией коэффициента мощности в два раза выше, чем цена магнитных флуоресцентных балластов, и только промышленные потребители способны год спустя увидеть существенную разницу в их годовом счете за электроэнергию.

Базовый контроллер коррекции коэффициента мощности показан на рис. В.6.

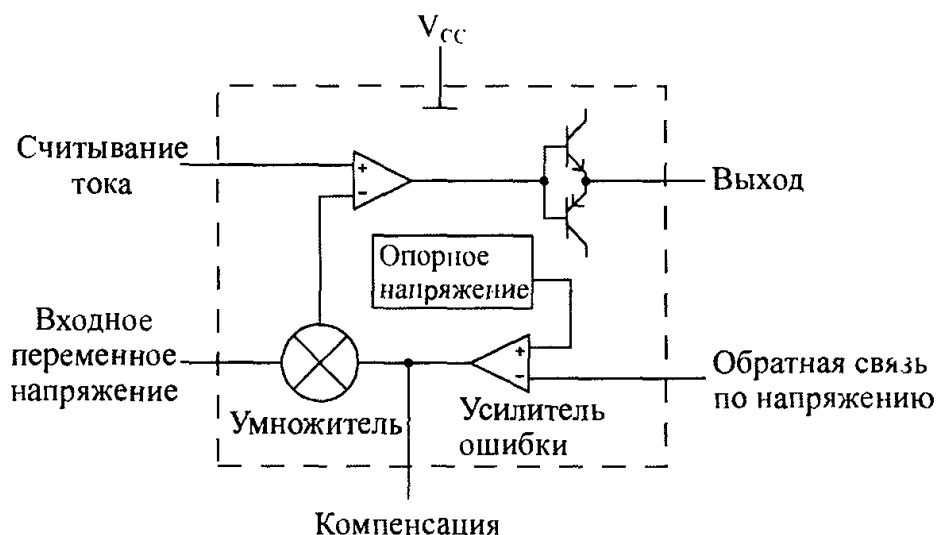


Рис. В.6. Обобщенный типичный входной каскад управления коэффициентом мощности

Внутри схемы управления присутствует подсхема умножителя, который перемножает мгновенное значение сигнала выпрямленного двухполупериодного входного напряжения с сигналом на выходе усилителя ошибки. Это дает сигнал ограничения тока, благодаря которому форма волны входного тока следует синусоидальной форме волны напряжения. Входной переменный ток фильтруется входным фильтром электромагнитных помех (ЕМИ) для обеспечения 50–60 Гц колебаний входного тока, свободного от каких-либо искажений.

Режим работы индуктора — это главный аспект в проектировании схемы коррекции коэффициента мощности. Прерывистый режим работы обычно используется для уровней мощности, ниже 300–600 Вт. Этот режим имеет высокие максимальные токи, которые ограничивают его использование при более высоких уровнях входной мощности. Для мощностей выше 300 Вт обычно используют непрерывный режим, который уменьшает максимальные токи, поступающие на ключ и выходной выпрямитель, и облегчает фильтрацию во входном фильтре электромагнитных помех благодаря отсутствию быстрых переходов в форме волны входного переключаемого тока. Единственный недостаток заключается в значительном росте потерь переключе-

...чей, связанных с диодами, поскольку ключ должен принуждать выходной выпрямитель отключаться в начале каждого периода включения. Выбор выходного выпрямителя (с низким T_{rr}) становится крайне важным аспектом для работы каскада с коэффициентом мощности.

Измерение коэффициента мощности и гармоник

Мы рекомендуем для тестирования изделий на предмет электромагнитной совместимости обращаться в специализированные тестовые лаборатории. Даже микромощное тестовое оборудование, необходимый для тестирования обсуждаемых факторов, стоит довольно дорого и требует много времени на обучение.

Этот материал основан, главным образом, на стандарте EN61000-3-2. IEC 555 — это более новая версия стандарта IEC-555, освещающая искажения в бытовых приборах. Для проектирования интерфейса схемы с коэффициентом мощности с линией переменного тока очень важно знать требования к изделиям, потребляющим менее 75 Вт сегодня и 50 Вт в ближайшем будущем. Мы соглашались на относительные ограничения, но только — на те, которые определены в спецификациях. Ограничения, представленные в таблице, могут изменяться, поэтому советуем обращаться к последним спецификациям. Эта область только развивается, поэтому перед выпуском изделия советуем ознакомиться с последними спецификациями.

Гармонический ток согласно стандарту IEC555-2

Класс A амплитуд RMS	Класс D амплитуд RMS
1,08	2,30
2,30	—
0,43	—
1,44	1,44
0,30	—
0,77	0,77
0,40	0,40
0,33	0,20
0,21	0,33
$0,23 \times 8/n$	—
$0,15 \times 15/n$	$0,15 \times 15/n$

...ставляемая нагрузке, описывается формулой:

$$I_n = \frac{P_n}{U_n} \quad (\text{г мощности}), \quad (\text{B.1})$$

$$\frac{\text{Активная мощность}}{\text{Активная мощность} + \text{Реактивная мощность}} \quad (\text{B.2})$$

...зких реактивных нагрузок коэффициент мощности ...стирующую фазу между сигналами напряжения и тока, ...ания это — искажение формы волны волновой напряжения, ...л, в течение которого выпрямитель проводит ток. Коэффициент ...ает значения от 0 до 1, причем 1 соответствует использованной мощности (полностью активная). Средний коэффициент ...ного конденсаторного входного фильтра, используемого в ...оставляет 0,5–0,7.

При тестировании следует использовать анализаторы мощности, наподобие PM1000, PM1200 или PM3000 от компании Voltech. Кроме того, для измерения амплитуды гармонических составляющих переменного тока потребуется анализатор аудиоспектра. Общие значения напряжения и тока определяются по следующим формулам:

$$V_{\text{RMS(total)}} = \sqrt{V_{\text{fund(RMS)}}^2 + V_{1(\text{RMS})}^2 + V_{2(\text{RMS})}^2 \dots} ; \quad (\text{B.3})$$

$$I_{\text{RMS(total)}} = \sqrt{I_{\text{fund(RMS)}}^2 + I_{1(\text{RMS})}^2 + I_{2(\text{RMS})}^2 \dots} . \quad (\text{B.4})$$

где индексы 1, 2, ... — это номера гармоник частоты 50 или 60 Гц. В источниках питания третья гармоника имеет намного большую амплитуду и, потому, представляет самую большую проблему. Гармоники приводят к проблемам потому, что активную мощность дает только основная частота тока, поэтому уменьшение гармоник улучшает коэффициент мощности.

При коррекции коэффициента мощности используется понятие *суммарного коэффициента гармоник* (total harmonic distortion, THD), определяемого по формуле

$$\text{THD} = (I_{1(\text{RMS})} + I_{2(\text{RMS})} + \dots) / I_{\text{RMS(total)}} . \quad (\text{B.5})$$

Это значение характеризует производительность схемы коррекции коэффициента мощности.

С помощью анализатора мощности или спектра можно измерить амплитуды, необходимых для проверки соответствия спецификациям PFC. Стандарт EN61000-3-2 описывает ограничения, представленные в табл. В.1. Здесь показаны классы А и D, поскольку они соответствуют общим категориям изделий.

Указанные ограничения следует измерять с использованием цепи LISN (line impedance stabilization network — цепь стабилизации входного импеданса линии передачи), как этого требуют регулятивные ведомства. Это делает импеданс входной линии электроснабжения равным 50 Ом, что служит основой всех упомянутых тестов. Результаты тестирования в высшей степени зависят от импеданса линии переменного тока.

Примечание

И еще пару слов о проектировании схем коррекции коэффициента мощности. Во-первых, неотъемлемой частью любой такой схемы является фильтр электромагнитных помех. Он отфильтровывает из сигнала входного тока гармоники переключений. Без такого фильтра изделие не пройдет тестов на помехоустойчивость, которыми дополняются тесты по коэффициенту мощности. Информацию о проектировании фильтра электромагнитных помех можно найти в Приложении Д. Во-вторых, использование при измерениях вариака будет влиять на импеданс входной линии и, следовательно, — на достоверность данных. Многие устройства без использования LISN пройдут тестирование, но с LISN — не пройдут. Дополнительный импеданс цепи LISN искажает форму волны больше, чем импеданс типичной линии переменного тока, используемой в этот момент. И в-третьих, все измерения напряжения должны быть дифференциальными. Используйте специфицированную аппаратуру измерения тока.

В.1. Активная схема коррекции коэффициента мощности на 180 Вт с универсальным входом

Этот пример демонстрирует процесс проектирования повышающей схемы коррекции коэффициента мощности на 180 Вт, работающей в прерывистом режиме. Ее можно масштабировать для получения выходных мощностей до 200 Вт. Каскад коррекции коэффициента мощности разработан для работы от любой бытовой сис-

темы питания в мире — то есть, при напряжениях от 85 до 270 VRMS и частотах 50 или 60 Гц без необходимости использования переключателей.

Проектная спецификация:

- диапазон входного переменного напряжения: 85–270 VRMS;
- частоты линии переменного тока: 50–60 Гц;
- выходное напряжение: 400 VDC \pm 10 В;
- коэффициент входной мощности при номинальной нагрузке: > 98%;
- суммарный коэффициент гармоник (THD): в пределах ограничений стандарта EN1000-3-2.

Предпроектные оценки

Номинальная мощность ниже 200 Вт имеет много преимуществ для каскада коррекции коэффициента мощности, главное из которых заключается в том, что каскад может работать в прерывистом режиме. Для более мощных проектов следует реализовать непрерывный режим коррекции коэффициента мощности, что приводит к значительным потерям, обусловленным временем обратного восстановления выходного выпрямителя. В схемах управления коррекцией коэффициента мощности, работающих на фиксированной частоте в прерывистом режиме, присутствует также период, когда схема работает в непрерывном режиме ($V_{in} < 50$ В). Путем разработки контроллера, работающего в режиме критичной проводимости, проектировщик может гарантировать, что коррекция коэффициента мощности никогда не перейдет в непрерывный режим.

Вначале определим максимальные значения входного напряжения. Для входа 110 В имеем:

$$V_{in(nom)} = 1,414 \cdot 110 \text{ В} = 155,5 \text{ В};$$

$$V_{in(hi)} = 1,414 \cdot 130 \text{ В} = 183,8 \text{ В}.$$

Для входа 240 В:

$$V_{in(nom)} = 1,414 \cdot 240 \text{ В} = 339,4 \text{ В};$$

$$V_{in(hi)} = 1,414 \cdot 270 \text{ В} = 381,8 \text{ В}.$$

Выходное напряжение должно быть выше, чем самое высокое предполагаемое максимальное напряжение. Выходное напряжение каскада коррекции коэффициента мощности выберем равным 400 VDC.

Максимальная сила тока через индуктор возникает при пиковом значении минимального ожидаемого входного переменного напряжения:

$$I_{pk(max)} = 1,414 \cdot 2 \cdot P_{out(rated)} / (\text{КПД}_{\text{оцен}} \cdot V_{in(min)RMS}) = 1,414 \cdot 2 \cdot 180 \text{ Вт} / (0,9 \cdot 85 \text{ В}) = 6,6 \text{ А}.$$

Проектирование индуктора

При проектировании повышающего индуктора следует определить точку привязки в виде пикового значения минимального ожидаемого входного переменного напряжения. Для любого набора условий работы при данном методе управления коррекцией коэффициента мощности (т.е., фиксированная нагрузка и входное переменное напряжение) длительность импульса во время включения остается постоянной для всей полусинусоидной волны. Для того чтобы определить время включения при минимальном пиковом входном переменном напряжении, используются следующие формулы:

$$R = \frac{V_{\text{out(DC)}}}{\sqrt{2} V_{\text{in-AC(min)}}} = \frac{400 \text{ В}}{1,414(85 V_{\text{RMS}})} = 3,3.$$

Максимальное время включения в данной точке составляет:

$$T_{\text{on(max)}} = \frac{R}{f(1 + R)} = \frac{3,3}{(50 \text{ кГц})(1 + 3,3)} = 15,3 \text{ мкс.}$$

Приблизительная максимальная индуктивность повышающего индуктора:

$$L \approx \frac{T_{\text{on(max)}} (\sqrt{2} V_{\text{in-AC(min)}})^2 (\text{КПД})}{2 P_{\text{out(max)}}} = \frac{(15,3 \text{ мкс})(1,414(85 V_{\text{RMS}}))(0,9)}{2(180 \text{ Вт})} = 552 \text{ мкГн.}$$

Силовая обмотка индуктора (трансформатора) должна не только поддерживать максимальный средний входной ток, но также и выходной ток, поэтому калибр провода выберем, исходя из следующего расчета:

$$I_{\text{w(max-av)}} = \frac{P_{\text{out}}}{\text{КПД}(V_{\text{in(RMS)}})} + \frac{P_{\text{out}}}{V_{\text{out}}} = \frac{180 \text{ Вт}}{(0,9)(8,5 V_{\text{RMS}})} + \frac{180 \text{ Вт}}{400 \text{ В}} = 2,8 \text{ А.}$$

Калибр провода, соответствующий этому среднему току, — #17 по AWG. И пользуем три жилы провода #22 (которые в сумме дают ту же площадь поперечного сечения), более гибкого при намотке и помогающего снизить сопротивление обмотки переменному току, обусловленное скин-эффектом. Кроме того, учитывая высокие напряжения на той же обмотке, воспользуемся четырехслойной изоляцией для уменьшения опасности возникновения межвиткового дугового разряда.

Выбираем сердечник типа PQ. Главный аспект при этом — длина воздушного зазора, требуемого для различных стилей сердечника в униполярных приложениях. Более длинные воздушные зазоры (> 50 мил) приводят к чрезмерному электромагнитному излучению в окружающую среду, нагружая тем самым фильтр радиопомех. Для уменьшения зазора следует найти ферритовый сердечник с большой площадью поперечного сечения для данного размера сердечника. Это характерно для PQ-сердечников. С помощью графиков, предоставляемых компанией Magnetics Inc., выбираем PQ-сердечник с номером P-43220-XX, где XX — длина воздушного зазора в милах.

Длина воздушного зазора в сердечнике примерно составляет

$$l_{\text{gap}} = \frac{0,4\pi L I_{\text{pk}} 10^8}{A_c B_{\text{max}}^2} = \frac{0,4(3,14)(552 \text{ мкГн})(6,6 \text{ А})10^8}{(1,7 \text{ см}^2)(2000 \text{ Гс})^2} \approx 66 \text{ мил.}$$

Примем длину зазора равной 50 мил — типичное значение, при котором нет проблем с магнетиками, а стоимость сердечника обычно возрастает лишь на пару процентов. Коэффициент индуктивного сопротивления (AL) для сердечника с таким зазором составляет приблизительно 160 мГн/1000 витков (была использована линейная экстраполяция уменьшения AL в зависимости от длины зазора).

Число витков, необходимых для такой индуктивности, составляет:

$$N = 1000 \sqrt{\frac{0,55 \text{ мГн}}{160 \text{ мГн}}} = 59 \text{ витков.}$$

Проверим, поддерживает ли наш сердечник такое количество витков (не учитывая область дополнительной обмотки):

$$A_w / W_A = 59 \cdot 0,471 \text{ мм}^2 / 47 \text{ мм}^2 = 59\% \text{ (поддерживает).}$$

Проектирование дополнительной обмотки

У дополнительной обмотки будет малый разброс частот на ее выпрямленном максимальном выходном напряжении (100–120 Гц), поэтому конденсатор фильтра контроллера должен быть большой емкости, чтобы минимизировать спад напряжения V_{cc} схемы управления. Самый высокий уровень выпрямленного напряжения в режиме обратного хода появляется при малых входных напряжениях:

$$V_{aux} \approx N_{aux} \cdot (V_{out} - V_{in}) / N_{pri}.$$

Форма волны этого переменного напряжения показана на рис. В.7.

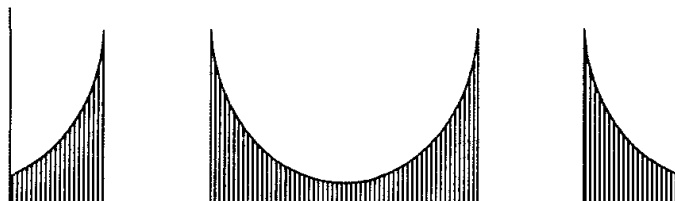


Рис. В.7. Форма волны выпрямленного переменного напряжения на дополнительной обмотке

У драйвера, расположенного в MC34262 на стороне высокого напряжения, есть диодик 16 VDC, поэтому для поддержания рассеяния в этом драйвере на минимальном уровне максимальное значение выпрямленного напряжения на дополнительной должно быть близким к 16 В. Определим необходимый для этого коэффициент трансформации:

$$N_{aux} = 59 \cdot 16 \text{ В} / (400 - 30) \text{ В} = 2,5 \text{ витков}.$$

Учитывая работу с линией переменного тока с низким уровнем сигнала, примем для дополнительной обмотки три витка. Используем одну жилу хорошо изолированного обмоточного провода #28 по AWG.

Емкость конденсатора, необходимого для фильтрации этого напряжения от пульсации, составляющей примерно 2 В, будет равна:

$$C_{aux} = I_{add} \cdot T_{off} / V_{ripple} = 25 \text{ мА} \cdot 6 \text{ мс} / 2 \text{ В} = 75 \text{ мкФ} \text{ (принимаем } 100 \text{ мкФ, } 20 \text{ VDC)}.$$

Конструкция трансформатора

Сконструируем двухобмоточный трансформатор. Для этого вначале намотаем катушку 59 витков трехжильного провода с четырехслойной изоляцией — #22 по AWG. Затем разместим два слоя майларовой пленки. После этого намотаем 3 витка дополнительной обмотки и, наконец, — три слоя майларовой пленки (рис. В.8).

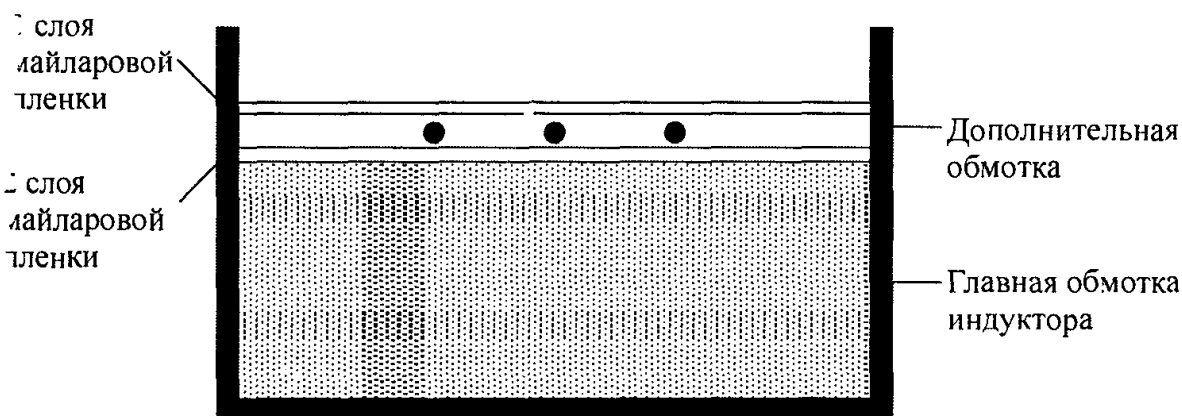


Рис. В.8. Конструкция повышающего индуктора для схемы коррекции коэффициента мощности

Внутренние слои пленки необходимы для предотвращения какого-либо искрения обусловленного высоким напряжением между первичной и дополнительной обмотками.

Проектирование схемы запуска

Для запуска схемы управления и обеспечения тока для драйвера затвора полевого МОП-транзистора воспользуемся пассивным резистором. В качестве такого резистора используем два последовательно включенных резистора, поскольку максимальное напряжение 370 В на выпрямленном выходе сравнимо с напряжениями пробоя самих резисторов. Резисторы запуска будут заряжать блокировочный конденсатор емкостью 100 мкФ. Энергии, сохраненной в этом конденсаторе, должно быть достаточно для работы схемы управления в течение 6 мс, прежде чем станет доступно наибольшее значение выпрямленного напряжения дополнительной обмотки. Гистерезис порогового напряжения запуска составляет минимум 1,75 В. Проверяем, будет ли емкость блокировочного конденсатора достаточной для запуска схемы прежде, чем будет достигнут порог выключения:

$$V_{\text{drop}} = I_{\text{dd}} \cdot T_{\text{off}} / C = 25 \text{ мА} \cdot 6 \text{ мс} / 100 \text{ мкФ} = 1,5 \text{ В (достаточно)}.$$

На линии с большим уровнем входного напряжения желательно, чтобы рассеяние составляло менее 1 Вт. Для этого необходимо определить максимальный ток который должен протекать резисторы запуска:

$$I_{\text{start}} < 1 \text{ Вт} / 270 \text{ В}_{\text{RMS}} = 3,7 \text{ мА}.$$

Тогда общее сопротивление резисторов в схеме запуска составит:

$$R_{\text{start}} = (270 - 16) \text{ В} / 3,7 \text{ мА} = 68 \text{ кОм (минимум)}.$$

Примем общее сопротивление равным 100 кОм — два резистора на 47 кОм; 0,5 Вт.

Проектирование входной цепи умножителя напряжения

Минимальный специфицированный верхний линейный предел для входа умножителя (контакт 3) составляет 2,5 В. Этот уровень должен соответствовать максимальной величине разделенного выпрямленного входного сигнала при наибольшем ожидаемом входном напряжении на пике синусоиды (370 В). Если в этой точке принять ток считывания равным 200 мкА, то сопротивление резистора в нижнем плече делителя составит:

$$R_{\text{bottom}} = 2,5 \text{ В} / 200 \text{ мкА} = 12,5 \text{ кОм (принимаем 12 кОм)}.$$

Истинный считываемый ток при этом составит 2,5 В/12 кОм = 208 мкА. Резистор в верхнем плече делителя должен иметь сопротивление

$$R_{\text{top}} = (370 - 2,5) \text{ В} / 208 \text{ мкА} = 1,76 \text{ МОм}.$$

Возьмем два последовательно включенных резистора с сопротивлением 910 кОм каждый. Номинальная мощность этих резисторов составит

$$P = 2 \cdot 370 \text{ В} / 1,76 \text{ МОм} = 0,8 \text{ Вт}.$$

Таким образом, каждый резистор должен иметь номинальную мощность 0,5 Вт

Проектирование цепи считывания тока

Сопротивление резистора считывания тока следует определять так, чтобы пороговое напряжение считывания тока достигало 1,1 В при низком уровне входного переменного напряжения. В таком случае это сопротивление будет равно

$$R_{CS} = 1,1 \text{ В} / 6,6 \text{ А} = 0,3 \text{ Ом.}$$

Перед поступлением сигнала тока на контакт 4 также следует добавить фильтр всплеска переднего фронта, состоящий из резистора сопротивлением 1 кОм и конденсатора емкостью 470 мкФ.

Проектирование цепи обратной связи по напряжению

Если считываемый ток принять равным 200 мкА, то сопротивление считывающего резистора в нижнем плече делителя выходного напряжения составит:

$$R_{\text{bottom}} = V_{\text{ref}} / I_{\text{sense}} = 2,5 \text{ В} / 200 \text{ мкА} = 12,5 \text{ кОм (принимаем 12 кОм)}.$$

Это дает истинный считываемый ток, равный $2,5 \text{ В} / 12 \text{ кОм} = 208 \text{ мкА}$. Сопротивление резистора в верхнем плече делителя составит:

$$R_{\text{upper}} = (400 - 2,5) \text{ В} / 208 \text{ мкА} = 1,91 \text{ МОм.}$$

Возьмем для этого значения один резистор на 1 МОм и последовательно включим второй резистор на 910 кОм. Номинальная мощность обоих резисторов — 0,5 Вт.

Компенсация усилителя ошибки должна представлять собой однополюсный спад с частотой единичного усиления 38 Гц. Это требуется для того, чтобы отбросить фундаментальные частоты линии 50 и 60 Гц. Емкость конденсатора обратной связи вокруг усилителя ошибки равна:

$$C_b = \frac{1}{2\pi \cdot R_{\text{upper}} \cdot f} = \frac{1}{2\pi(1,82 \text{ МОм})(38 \text{ Гц})} = 0,043 \text{ мкФ (принимаем 0,05 мкФ)}.$$

Проектирование секции входного фильтра электромагнитных помех

Используем фильтр синфазных помех второго порядка. Сложность учета входной кондуктивной электромагнитной помехи для этой цепи коррекции коэффициента мощности заключается в переменной частоте работы. Наименьшая мгновенная частота встречается на пиках синусоидной волны напряжения. В такие моменты требуется больше всего времени для полной разрядки сердечника. Оценочная частота работы составляет 50 кГц, поэтому воспользуемся этим значением как предполагаемой минимальной частотой.

Для начала допустим, что нам потребуется 24 дБ затухания при 50 кГц. В результате частота излома характеристики фильтра синфазных помех составит:

$$f_c = f_{\text{sw}} \cdot 10^{(\text{Att}/40)} = 50 \text{ кГц} \cdot 10^{(-24/40)} = 12,5 \text{ кГц,}$$

где Att — требуемое затухание на частоте переключения (в отрицательных дБ).

Примем коэффициент затухания ζ равным 0,707 или выше, поскольку он обеспечивает затухание –3 дБ на частоте излома характеристики и не создает помех в результате “звона”. Предположим также, что импеданс входной линии составляет 50 Ом, поскольку регулятивные ведомства используют тест LISN, делающий импеданс линии равным именно этому значению. Расчеты дают следующие величины, необходимые для синфазного индуктора и Y-конденсаторов:

$$L = \frac{R_L \cdot \zeta}{\pi \cdot f_c} = \frac{(50)(0,707)}{\pi(12,5 \text{ кГц})} = 900 \text{ мкГн;}$$

$$C = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 L} = \frac{1}{[2\pi(12,5 \text{ кГц})]^2(900 \text{ мкГн})} = 0,18 \text{ мкФ.}$$

В реальности конденсаторы не допускают такой большой емкости. Наибольшая емкость конденсатора, которая смогла бы пройти тест на переменный ток утечки составляет 0,05 мкФ. Это составляет примерно 27% от только вычисленного значения, поэтому для поддержания той же частоты излома характеристики магнитная индукция должна быть увеличена на 360% и составит 3,24 мГн. Тогда окончательный коэффициент затухания окажется равным 2,5, что вполне приемлемо.

Компания Coilcraft предлагает ряд дросселей (трансформаторов) для фильтра синфазных помех, и номер элемента, параметры которого ближе всего к вычисленным, — это E3493. При такой конструкции фильтра можно рассчитывать на минимум -40 дБ в диапазоне частот от 500 кГц до 10 МГц. Если позже на этапе тестирования на предмет электромагнитных помех будет обнаружено, что требуется дополнительная фильтрация, в конструкцию фильтра будет добавлен третий порядок, работающий в дифференциальном режиме.

Окончательная схема коррекции коэффициента мощности представлена на рис. В.9.

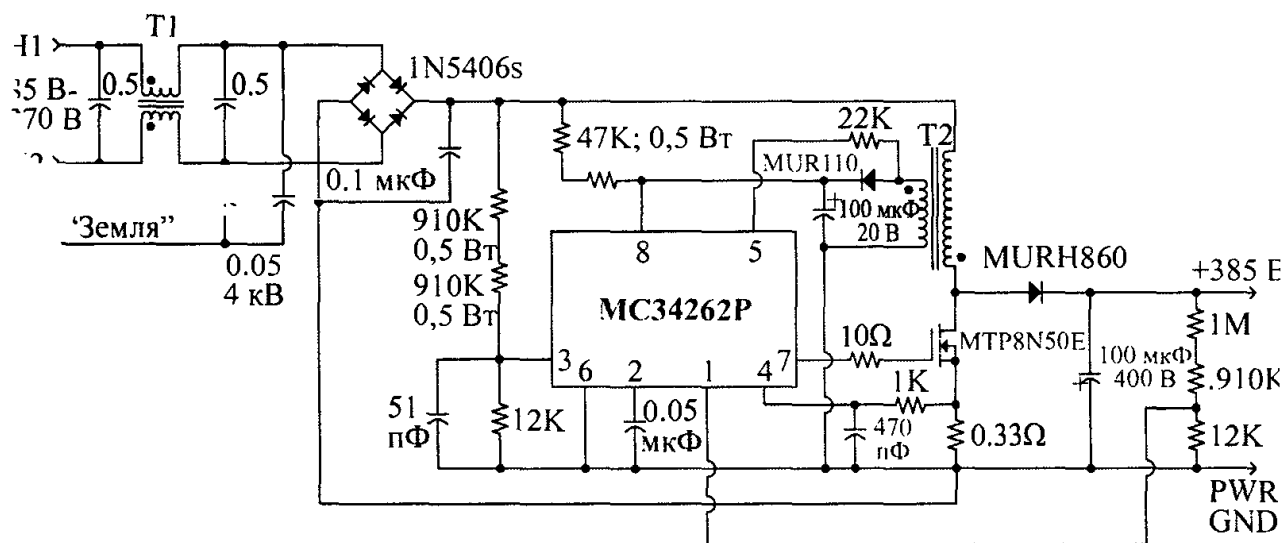


рис. В.9. Схема коррекции коэффициента мощности (с фильтром электромагнитных помех) на 180 Вт

Аспекты компоновки печатной платы

Устройства, в которых реализована схема коррекции коэффициента мощности могут продаваться по всему миру. Самые жесткие требования безопасности разработаны немецким агентством VDE. Здесь длина пути тока утечки (расстояние, которое проходит дуга по поверхности), составляет 3,2 мм для тех сигналов, которые имеют противоположные фазы линии электроснабжения с переменным напряжением до 300 VRMS. Это означает, что между дорожками Н1 и Н2 (“под напряжением” и “нейтральная”) и их выпрямленными сигналами постоянного тока должно быть расстояние 3,2 мм. Также должно быть обеспечено минимум 3,2 мм расстояния на поверхности между обмотками трансформатора входного фильтра синфазных помех, а также между высоко- и низковольтными контактами обратного индуктора. Выход на 400 В должен находиться от всех дорожек с меньшим напряжением на расстоянии не меньше 4 мм. Длина пути тока утечки между любой дорожкой заземления и другими дорожками должен составлять больше 8 мм.

Все токонесущие дорожки должны быть как можно шире и короче. На стороне “земли” резистора считывания тока должно быть выполнено одноточечное заземление между входом, выходом и линиями заземления низкого уровня.



Магнетизм и магнитные компоненты

Магнитные элементы формируют “костяк” функционирования импульсных источников питания. Понимание основ их работы и практических компромиссных решений в процессе их проектирования — это залог корректного функционирования всего источника питания. Такие факторы как КПД и надежность в большой степени зависят именно от конструкции магнитных компонентов.

К сожалению, программа типичных инженерных училищ и вузов включает уделяет совсем немного времени изучению теории магнетизма, которая быстро забывается. Цель данного приложения — напомнить отдельные элементы теории магнетизма, имеющих самое прямое отношение к импульсным источникам питания.

Г.1. Основы теории магнетизма применительно к импульсным источникам питания

В электронике, магнитные поля — это невидимые спутники легко наблюдаемых электрических сигналов. Всякий раз, когда по проводникам течет электрический ток, возникают соответствующие электрическое и магнитное поля. Их ориентацию легко запомнить с помощью *правила правой руки* (рис. Г.1, а). Нетрудно заметить, что электрическое поле распространяется радиально от провода с током. Если провод ориентирован, как показано на рис. Г.1, а, и ток течет прямо на читателя, то магнитное поле будет ориентировано вокруг провода против часовой стрелки. Когда же провод намотан, как в индукторах, магнитные поля протекают вокруг всей катушки (рис. Г.1, б).

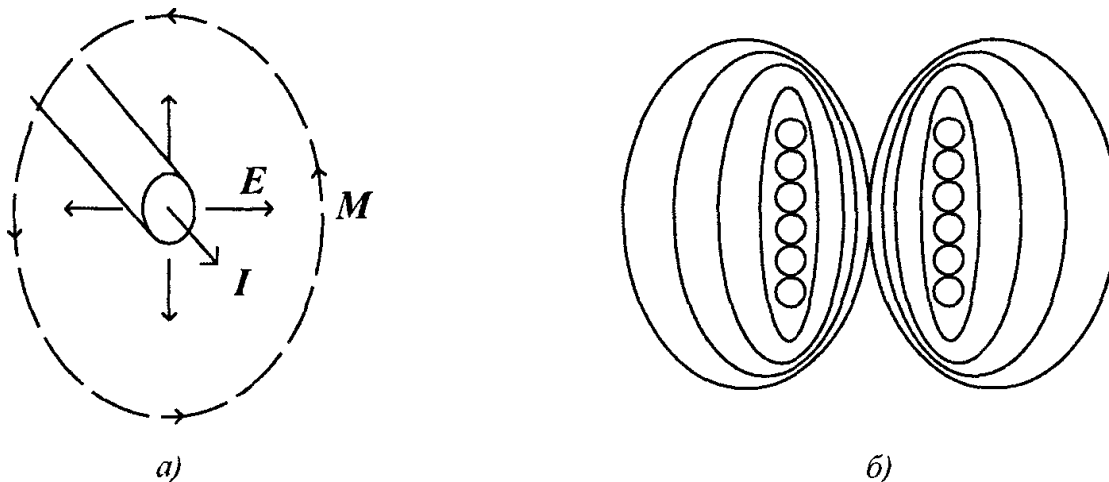


Рис. Г.1. Поля вокруг проводника в воздухе:
а — поле вокруг отдельного провода; б — поле вокруг катушки

Показанные на рис. Г.1 *линии магнитной индукции* являются *магнитной индукции*. В катушке магнитное поле сжато внутри небольшой области в центре катушки, где магнитная индукция оказывается самой высокой. Вне катушки такая область безгранична, и магнитное поле простирается на значительное расстояние, имея при этом меньшую магнитную индукцию.

Когда провод катушки намотан вокруг кольца, сделанного из магнитного материала (например, ферритовый кольцевой сердечник), магнитное поле сосредоточивается почти исключительно внутри материала ферритового сердечника. Это происходит потому, что *магнитное сопротивление* (reluctance) сердечника намного меньше магнитного сопротивление воздуха, и в результате получается замкнутая магнитная петля. Если на кольцевой сердечник намотать идентичную вторичную обмотку и собрать тестовую установку, показанную на рис. Г.2, то на осциллографе получим всем известную петлю гистерезиса, которую называют *кривой намагничивания* (B-H curve).

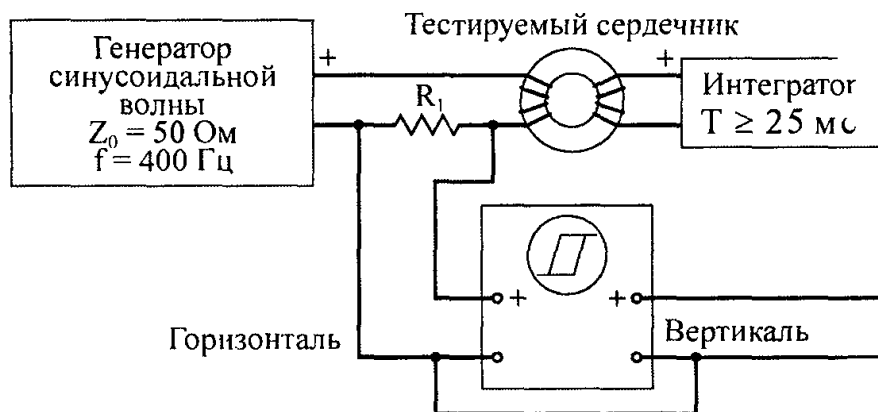
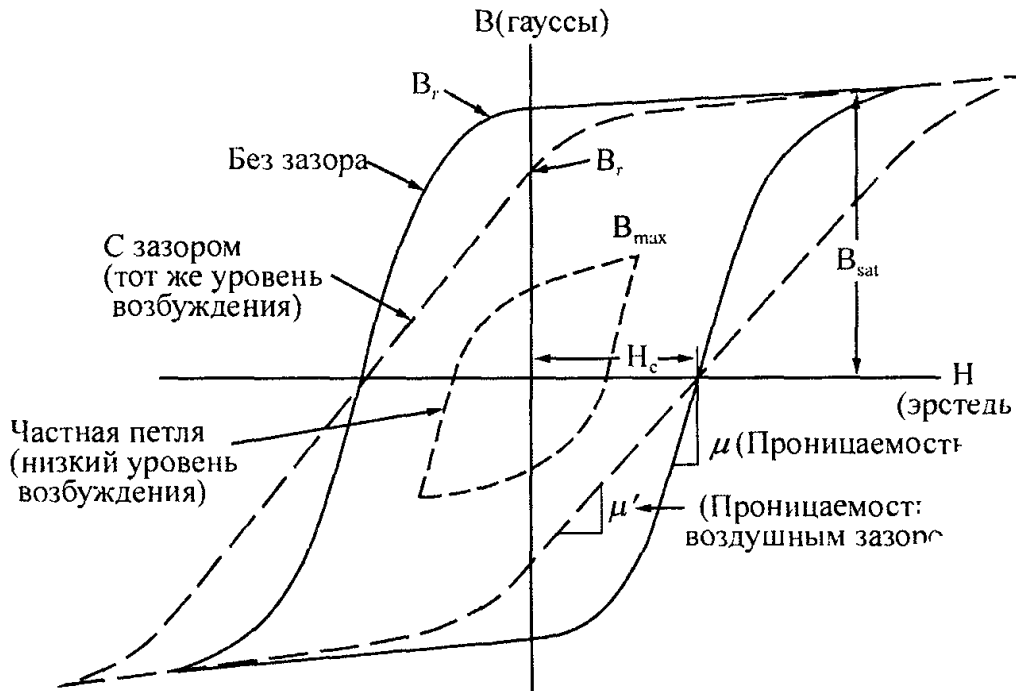


Рис. Г.2. Кривая намагничивания и способ ее получения

Эта кривая является уникальным “отпечатком пальцев” магнитных материалов и их сплавов. Если переменное напряжение возбуждения поднимается достаточно высоко, кривая намагничивания сразу же “сглаживается” сверху и снизу. Это состояние называется *насыщением* (saturation). В нем почти все магнитные домены внутри магнитного материала ориентированы вдоль приложенного магнитного поля. Значимость рассматриваемой кривой заключается в том, что она представляет величину работы, требуемой для переориентации магнитных доменов внутри магнитного материала в направлении магнитного поля, создаваемого обмоткой и на-

пряжением возбуждения. Такая работа связана с потерями, выраженными в нагреве сердечника, которые называются *гистерезисными потерями* материала сердечника. Эти потери необходимы для выполнения работы, требуемой источнику питания на протяжении каждого рабочего цикла. Это можно сравнить с грузовиком. Энергия, затраченная на движение груза из начальной точки во все пункты назначения и обратно, теряется, однако в этом процессе выполняется дополнительная работа.

По оси X откладывается *коэрцитивная сила* или *напряженность магнитного поля* (H), которая измеряется в ампер-витках на метр или в эрстедах (Э). Эта напряженность обеспечивает распространение магнитного поля. Ее ближайшим электрическим эквивалентом является напряжение.

$$H = \frac{4\pi NI}{l_m}, \quad (\text{Г.1})$$

где: N — количество витков в обмотке возбуждения; I — максимальный ток, протекающий через обмотку возбуждения, А; l_m — длина магнитопровода, см.

По оси Y откладывается значение *магнитной индукции* (B), измеряемая в гауссах (Гс) или в веберах (Вб) на квадратный сантиметр (в США) либо в теслах (Тл) или веберах на квадратный метр (в метрической системе счисления). Ее поведение описывается очень полезной формулой, следующей из закона Фарадея:

$$B_{(\max)} = \frac{E}{k \cdot N \cdot A_c \cdot f} \quad (\text{Тл}), \quad (\text{Г.2})$$

где: $k = 4,0$ для прямоугольных волн и $k = 4,4$ — для синусоидальных волн; A_c — площадь поперечного сечения сердечника, м^2 ; E — напряжение, приложенное к обмотке возбуждения, В; f — рабочая частота, Гц.

Это равенство полезно для определения того, насколько близок к насыщению индуктор или трансформатор, чтобы можно было избежать катастрофы.

Наклона сторон кривой намагничивания называют *проницаемостью* материала. Ее можно рассматривать как степень простоты, с которой переориентируются магнитные домены внутри материала. Чем больше наклон, тем ниже напряженность магнитного поля и сила тока, требуемого для создания данной магнитной индукции. Значение этого наклона имеет большое влияние на то, какая индуктивность приходится на один виток обмотки. Чем выше проницаемость (круче наклон кривой намагничивания), тем больше прирост индуктивности на виток:

$$\mu = \Delta B / \Delta H. \quad (\text{Г.3})$$

Соотношение между B и H представлено в следующем виде:

$$B = \mu H. \quad (\text{Г.4})$$

Если в импульсном источнике питания используется индуктор или трансформатор, то сердечник никогда не достигает точки насыщения. Вместо этого его работа характеризуется так называемой частной петлей гистерезиса (minor loop), которой соответствуют кривые намагничивания, целиком заключенные внутри кривой намагничивания в состоянии насыщения. В импульсных источниках питания, работающих на частоте 20–50 кГц максимальное отклонение магнитной индукции (B_{\max}) обычно составляет магнитной индукции насыщения (B_{sat}). Это дает потери в сердечнике в размере 2% от общего КПД преобразователя, что вполне приемлемо. Для более высоких рабочих частот значение B_{\max} должно быть снижено с тем, чтобы потери в сердечнике удерживать на уровне двух или менее процентов от КПД. Типичные частные петли гистерезиса показаны на рис. Г.3.

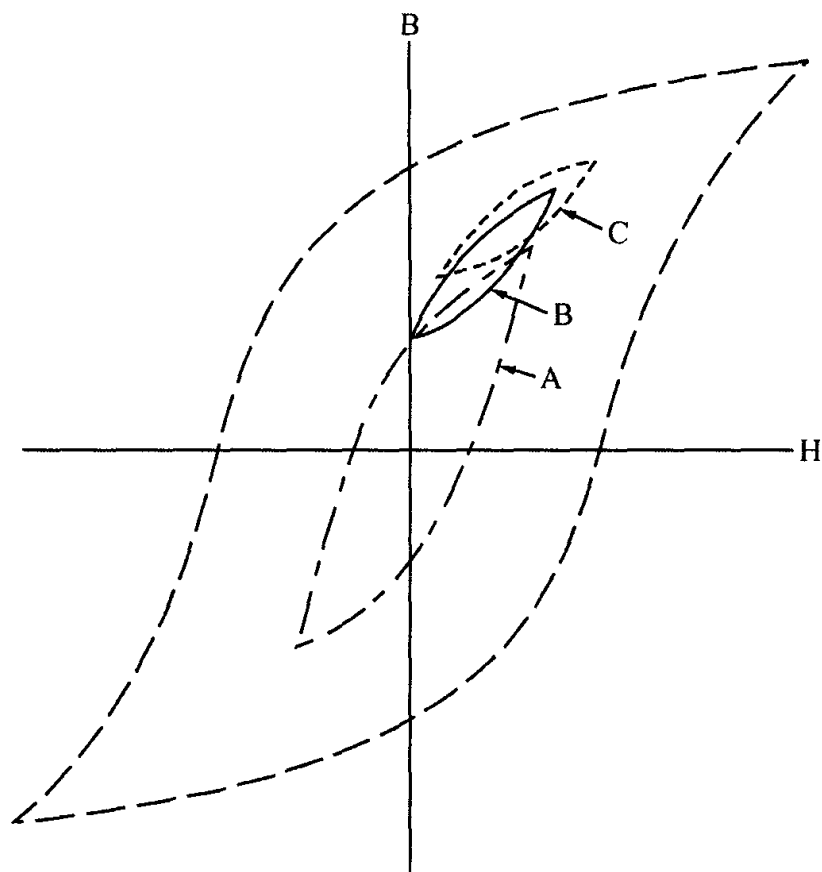


Рис. Г.3. Частные петли гистерезиса для различных магнитных компонентов

Кривая А — это кривая намагничивания внутри трансформатора прямоходо-го преобразователя “пушпульного” типа (например, пушпульные, полумостовые, полномостовые). Кривая В характерна для обратноходовых преобразователей, работающего в прерывистом режиме. Кривая С соответствует работе дросселя прямоходо-вого фильтра и обратноходового трансформатора, работающего в непрерывном режиме.

Для постоянного тока и приложений с униполярным магнитным потоком внутри магнитопровода сердечника желательно размещать небольшой воздушный зазор. Его влияние на кривую намагничивания можно увидеть на рис. Г.3. Как видно, снижается общая проницаемость индуктора. Это падение пропорционально длине добавленного воздушного зазора и дает то преимущество в работе индуктора и трансформатора, что требуется ток большей силы через обмотку возбуждения для создания такой магнитной индукции в сердечнике, чтобы он вошел в состояние насыщения. Большая часть энергии, хранимой внутри сердечника, теперь сосредоточена в воздушном зазоре, в результате чего уменьшается магнитная индукция в магнитном материале сердечника. В таких приложениях для поддержания постоянного значения индуктивности на сердечник следует добавить дополнительные витки. Это приводит к увеличению размеров индуктора или трансформатора, однако такая мера необходима для повышения безопасности в работе источника питания.

Основные потери в любом материале сердечника — это гистерезисные потери от вихревых токов. Обычно производители сердечников объединяют эти потери и представляют их в виде графика зависимости потерь на единицу объема от максимальной рабочей магнитной индукции (B_{\max}) и рабочей частоты. Гистерезисные потери описываются следующей формулой:

$$P_h = k_h \cdot v \cdot f \cdot (B_{\max})^2, \quad (\Gamma)$$

где: k_h — постоянная гистерезисных потерь для данного материала; v — объем сердечника, м^3 ; f — рабочая частота, Гц; B_{\max} — максимальная магнитная индукция, Тл.

Потери от вихревых токов обуславливаются потоками электронов, создаваемых внутри материала сердечника сильными локальными магнитными полями. Они обычно протекают по окружностям, и этому способствует наличие больших сплошных объемов в материале сердечника. Завихрения тока возникают также в сердечниках с углами. Борьба с завихрениями можно использовать либо сердечников с большим магнитным сопротивлением, противодействующим течению тока, либо слоистых сердечников. В последнем случае сердечник разбивается на небольшие поперечные сечения, прерывающие круговые пути тока. Потери от вихревых токов описываются формулой

$$P_e = k_e \cdot v \cdot f^2 \cdot (B_{\max})^2. \quad (\text{Г.6})$$

Как видим, оба типа потерь существенно возрастают с повышением уровней B_{\max} , а потери от вихревых токов также возрастают пропорционально рабочей частоте. Эти потери приводят к увеличению размеров индуктора или трансформатора, если требуется увеличить частоту работы. Увеличение рабочей частоты импульсного источника питания не обязательно ведут к уменьшению размеров сердечника.

В проектировании магнитных компонентов внутри источника питания большинство проблем возникает из-за весьма заметного различия в терминологии, используемой в обычной конструкторской электронной литературе и в литературе, выпускаемой производителями сердечников. Различие в единицах между производителями Соединенных Штатов и других стран также может приводить к путанице, особенно если не особо точно даны уравнения и единицы измерений, которые необходимо использовать.

Что касается информации по потерям в сердечниках, то каждый производитель использует собственные единицы. Некоторые используют ватты на единицу объема (см^3 или м^3) либо на единицу веса (фунты). Проектировщик может использовать лишь контрольную точку на графике, которая обычно лежит на половине значения B_{sat} при частоте 50 кГц и дает два процента потерь от общего КПД источника. Затем проектировщик может подкорректировать значение B_{\max} для поддержания этих двух процентов потерь. Следует быть особо внимательным к используемым единицам измерения и применять только корректные магнитные уравнения. Обычно производители сердечников выпускают прикладную литературу, в которой представлены формулы, соответствующие выбранным ими единицам измерения.

Г.2. Выбор материала и типа сердечника

Материал сердечника и его тип для применения в импульсном источнике питания проектировщики поначалу зачастую выбирают наугад. Хотя в любом приложении может подойти сердечник почти из любого материала и любого типа, все-таки можно сделать осознанный оптимальный выбор, а не просто “закрывать глаза и ткнуть пальцем в страницу”.

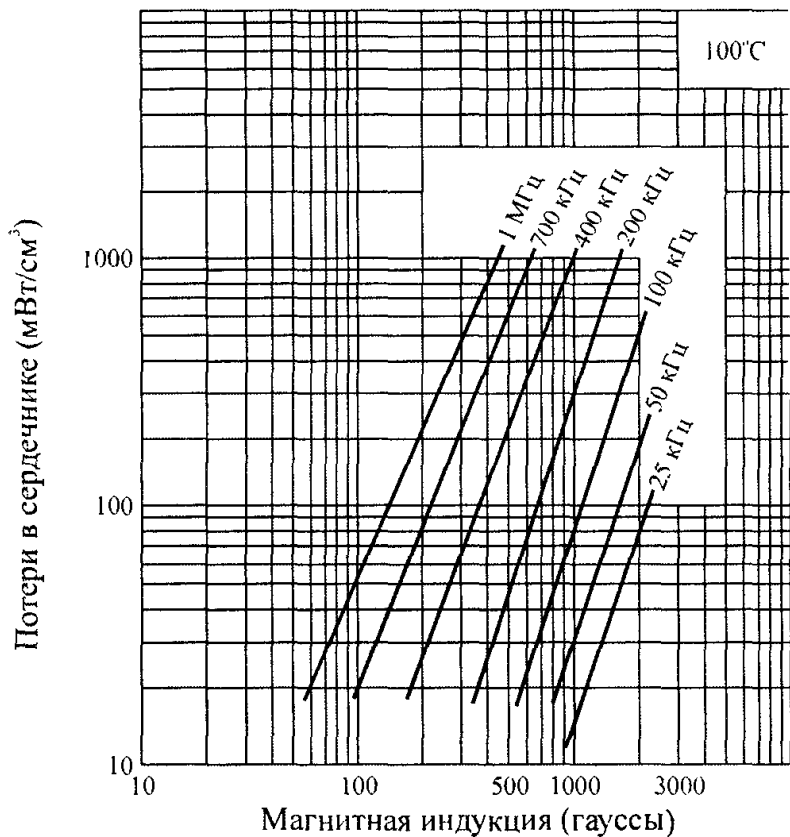
Прежде всего следует выбрать материала сердечника. Все такие материалы — это сплавы, основанными на феррите. Основным фактором, определяющим достоинства материала, являются его потери при рабочей частоте и магнитной индукции приложения. Лучше всего начать с материалов, которые сами производители сердечников рекомендуют для использования в импульсных источниках питания с ШИМ, и тех, которые обычно используются в проектной практике (табл. Г.1).

Материалы для сердечников, обычно используемые в промышленности

Производитель	Частота функционирования	
	< 100 кГц	< 1 МГц
Metetics, Inc.	F, T, P	F, R, N
3M	P7, C4	P7, C40
Philips	3C8	3C85
Siemens	N27	N67

Используя один из указанных в табл. Г.1 материалов, проектировщик может быть уверен в том, что сделал правильный выбор феррита (и не без основания). Металл — это сплав феррита с немагнитным молибденом. Молибден действует как распределенный воздушный зазор внутри материала, благодаря чему материал прекрасно подходит для приложений со смещенным постоянным током и ун-толярных приложений. К сожалению, этот материал применяется только в кольцевых сердечниках и используется обычно для дросселей выходных фильтров.

А что, если на рынке появился какой-то новый материал? Как его оценить? В первую очередь следует обратить внимание на потери в сердечнике ($\text{Вт}/\text{см}^3$), степень понижения кривой намагничивания при повышенных температурах и на то, существует ли требуемый тип сердечника (например, с воздушными зазорами). Главный вопрос — это потери сердечника, состоящие из гистерезисных потерь и потерь от вихревых токов. Производители применяют графики, показывающие причину этих потерь в зависимости от рабочей частоты и максимальной рабочей магнитной индукции, что облегчает сравнение различных материалов (рис. Г.4).



*Рекомендуемый рабочий диапазон для проектов с ограниченными потерями

Магнитная индукция для биполярного возбуждения - В.

Магнитная индукция для унполярного возбуждения - $\frac{B_p - p}{2}$.

Рис. Г.4. Кривые, демонстрирующие объемные потери сердечника в зависимости от частоты и B_{max} (для материала 3C8 — данные любезно предоставлены компанией Philips Components)

Тем не менее, будьте внимательны: производители используют разные единицы измерения (теслы или гауссы) и разные основы (объем или вес сердечника). Переходные коэффициенты представлены в Приложении Е. Для того чтобы воспользоваться графиками производителей, проектировщик должен точно знать, какую скорость используется рабочую частоту.

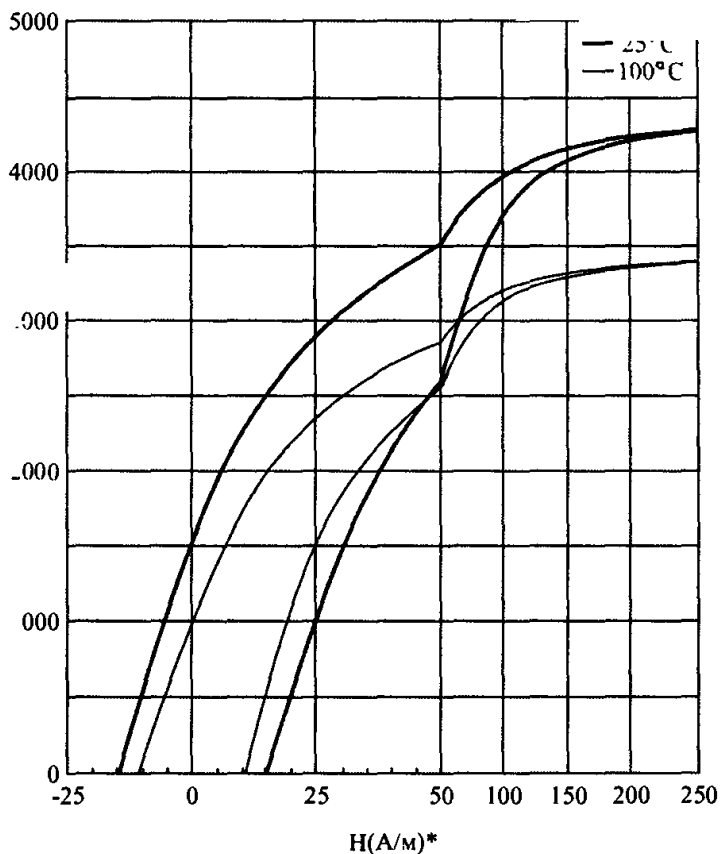
Вторым важным фактором является максимальная магнитная индукция (B_{sat}). Промышленной нормой является допустимое значение потерь не более 2% от общего КПД источника питания. Например, при частоте 50 кГц номинальное значение B_{max} должно составлять половину значения B_{sat} . Для поддержания постоянного уровня потерь в сердечнике внутри источника питания значение B_{max} должна соответствовать ограничениям, представленным в табл. Г.2.

Таблица Г.2. Рекомендуемые пределы значения магнитной индукции в зависимости от частоты

Рабочая частота	Максимальная рабочая магнитная индукция B_{max}
< 50 кГц	$0,50B_{sat}$
< 100 кГц	$0,50B_{sat}$
< 500 кГц	$0,25B_{sat}$
< 1 МГц	$0,10B_{sat}$

Чтобы воспользоваться графиком, аналогичным показанному на рис. Г.4, найдите на оси X требуемое значение B_{max} , перемещайтесь вертикально вверх до пересечения с кривой, соответствующей интересующей частоте, и определите по этому значению объемных потерь в сердечнике.

Второй оценочный аспект заключается в том, насколько изменяется значение B_{sat} материала с ростом рабочей температуры (рис. Г.5).



*100 А/м = 1.25 Э

рис. Г.5. Кривые, иллюстрирующие изменения B_{sat} при различных температурах сердечника (материала 3С8 — данные любезно предоставлены компанией Philips Components)

Такое изменение различно для разных материалов. В основном, для общепринятых материалов при температуре 100°C следует ожидать падения B_{sat} в 30%. Это говорит проектировщику о том, что никогда не следует превышать порог 70% от минимальной магнитной индукции насыщения материала сердечника. Наконец, некоторые материалы проявляют меньшие потери в сердечнике при увеличении температуры. Сердечники всегда будут иметь более высокую температуру, чем окружающая среда, и потому нагрев сердечника на $10\text{--}40^{\circ}\text{C}$ — вполне нормальное явление. Иногда на графиках производителей сердечников показана эта точка при заданном уровне возбуждения. Если материал достигает минимальных потерь при температуре 50°C , то это лишь на руку проектировщику.

Как только материал сердечника выбран, следует рассмотреть тип сердечника. Производители выпускают сердечники самых разнообразных типов — обычно они разбиваются на категории, показанные на рис. Г.6. Каждая категория имеет преимущества по размеру, стоимости или экранированию, и все эти факторы должны рассматриваться с точки зрения приложения.

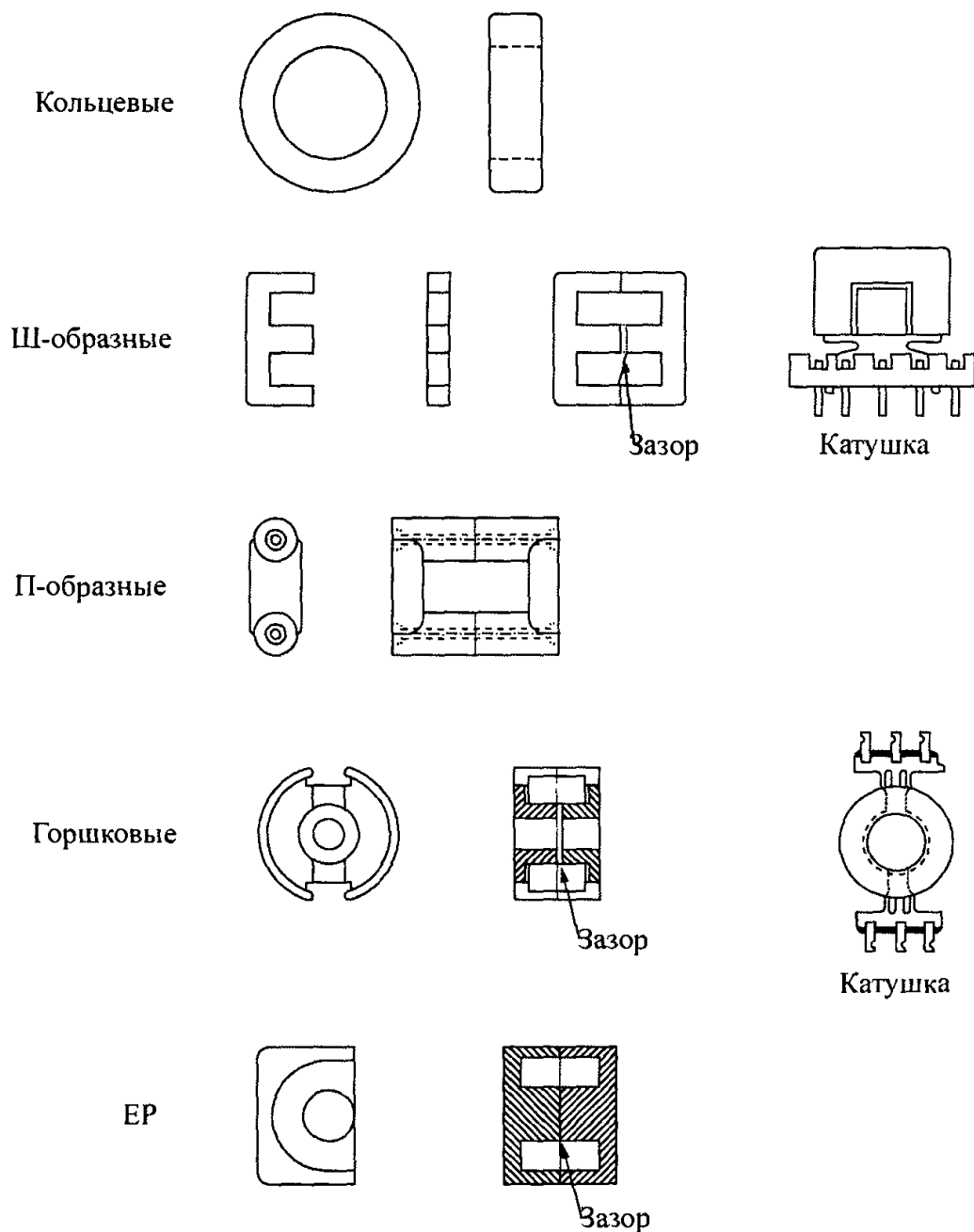


Рис. Г.6. Общепринятые типы магнитных сердечников

Обычно сердечники разделяются на два типа: *кольцевые* и *штырьковые*. Трансформаторы на кольцевых сердечниках обходятся дешевле, так как намотка витков на сердечник требует специального оборудования. С точки зрения степени излучения магнитного поля трансформатора. Ленточные сердечники обходятся дешевле из-за дешевизны их основных компонентов.

Некоторые из рассмотренных типов трансформаторов

Таблица Г.3. Типы сердечников и их характеристики

Материал сердечника		Воздушный зазор	Экранирование обмотки
алюминий	феррит		
Х	Х	Есть/Нет	Нет
	Х	Есть	Нет
	Х	Есть	Нет
	Х	Есть	Да
	Х	Есть	Нет

штырьковые и их производные (PQ, RS и др.) с использованием легче конструировать трансформаторы. Они оставляют хорошее магнитное экранирование. Однако, к сожалению, из-за недостаточного потока магнитного поля они греются при повышенной температуре. Сердечники типа Ш-Ш, Ш-Ш и Ш-Ш как горшковые и обычно имеют большую площадь поверхности. Размеры сердечника определяют размеры трансформатора. Сердечники типа Ш-Ш и Ш-Ш становятся более популярными. Обмотки открыты и потому работают при более высокой температуре. Однако из-за открытого воздушного зазора больше излучают электромагнитное излучение.

Поэтому, в первую очередь следует учитывать базовые характеристики сердечника, стоимость собранного трансформатора и радиопомехи.

Д

Борьба с шумом и электромагнитными помехами

Борьба с генерированием и излучением высокочастотного шума — это самый “черный” из всех “черных ящиков” в проектировании импульсных источников питания и конечного изделия. Эта тема, которая является последним барьером для вывода изделия на рынок, сама по себе заслуживает отдельной книги, и данное приложение не может полностью ее охватить — будут затронуты только главные аспекты, которые следует учитывать при проектировании.

Большинство компаний не выделяют средств на обустройство лабораторий по тестированию изделий на предмет помех, которые соответствовали бы требованиям регулятивных ведомств. Оборудование слишком дорого, а операторы должны иметь специальную подготовку. Рекомендовано, чтобы компании обращались в специализированные тестовые консультационные лаборатории для получения помощи на этой стадии своих разработок. Большинство изделий с первого раза не проходят тестирования на предмет излучаемых или наводимых электромагнитных помех. Почти всегда проект требует доработок с тем, чтобы пройти тестирование, а инженеры-консультанты ранее уже много раз сталкивались с подобными проблемами и знакомы с возможными путями их решения.

Мы надеемся, что благодаря данному приложению, а также разделам 3.12 и 3.14, проект читателя будет иметь, по крайней мере, приемлемую компоновку печатной платы, входной фильтр электромагнитных помех и корпус, которые послужат основой лишь для незначительных модификаций на этапе тестирования. Первое, что может сделать проектировщик для минимизации воздействия шумов, — это правильно скомпоновать печатную плату; второе — использовать методики формирования сигналов, и третье — правильно спроектировать корпус. Обобщенное правило звучит так: чем строже требования на этапе проектирования, тем легче на этапе тестирования.

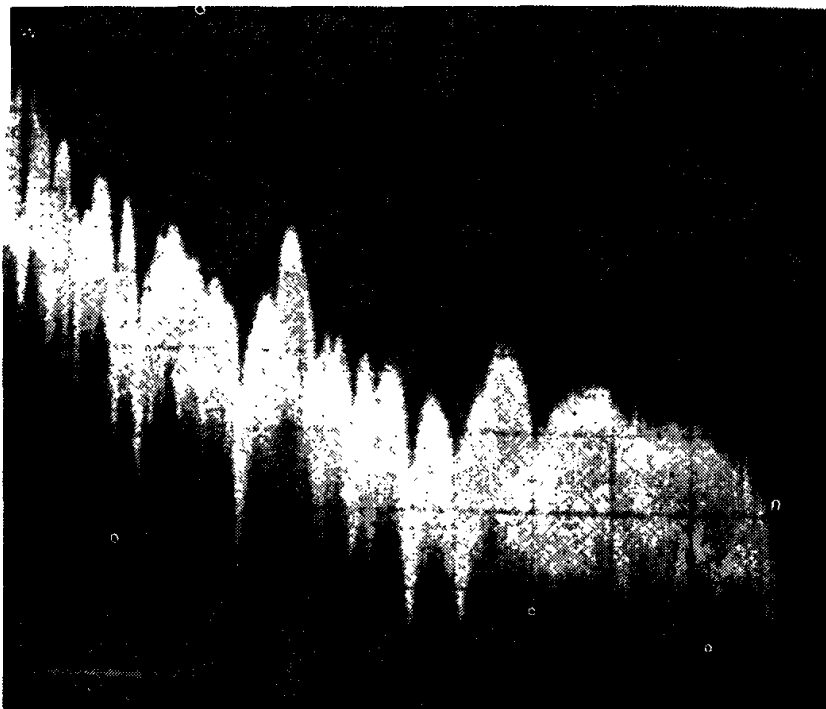
Большинство стран мира “согласовали” свои спецификации с тестовыми ограничениями. Если в проекте используется спецификация ЕМИ/ЕМС одной страны, то можно быть уверенным, что изделие будет удовлетворять соответствующим спецификациям и других стран.

Д.1. Природа и источники электрического шума

Шум создается везде, где имеют место быстрые переходы в сигналах напряжения и/или тока. Многие сигналы, особенно в импульсных источниках питания, являются периодическими, то есть, сигнал, содержащий импульсы с высокочастотными фронтами, повторяется с предсказуемой *частотой следования импульсов* (pulse repetition frequency, PRF). Для импульсов прямоугольной формы обращение этого периода определяет *основную частоту* самой волны. Преобразование Фурье волн прямоугольной формы создает множество гармоник этой основной частоты. Обращение двойного значения времени переднего или заднего фронта импульсов являет

я оценкой спектральной основной частоты этих фронтов. Это типично в мегагерцовом диапазоне, и гармоники могут достигать очень высоких частот.

В импульсных источниках питания с ШИМ ширина импульсов прямоугольной формы непрерывно изменяется в ответ на рабочее состояние источника. В результате получаем почти распределение энергии белого шума с отдельными пиками и уменьшением амплитуды с повышением частоты. На рис. Д.1 показан спектр, излучаемый вблизи автономного обратного импульсного источника питания с ШИМ без демпфирования.

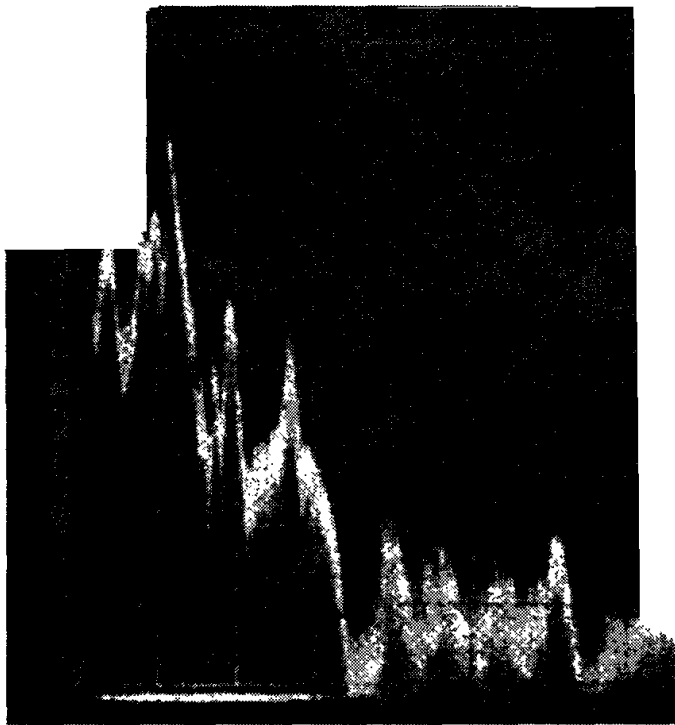


г. Спектр шума, излучаемого типичным автономным обратным преобразователем с ШИМ

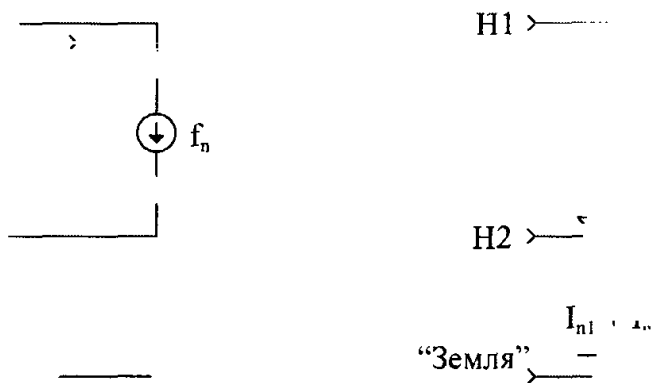
видим, спектральные компоненты распространяются дальше 100 МГц (слева) и, если их не фильтровать и не экранировать, будут создавать помехи для другой электронной аппаратурой.

Квазирезонансные и резонансные импульсные источники питания имеют гораздо более привлекательную форму спектра излучения. Это связано с тем, что, благодаря резонансным элементам, переходные процессы происходят на более низких частотах, и таким образом в спектре присутствуют только низкочастотные компоненты (менее 30 МГц). Высокочастотные спектральные компоненты почти отсутствуют. Спектр излучения вблизи квазирезонансного обратного преобразователя показан на рис. Д.2. Семейства квазирезонансных преобразователей, а также преобразователей с плавным переключением гораздо более “тихие” и легче поддаются фильтрации.

Кондуктивный шум (то есть, шумовые токи, выходящие из корпуса изделия через линии электропитания и любые входные и выходные линии), может проявляться в двух формах: *синфазных помех* (common-mode) и *помех при дифференциальном включении* (differential-mode). Синфазные помехи — это шум, который исходит из корпуса только по линиям электропитания, а не по линиям заземления, и может быть измерен по отношению к силовым линиям (рис. Д.3, а). Помехи при дифференциальном включении — это шум, который можно измерить только от линии заземления к одному из выводов питания. Шумовые токи фактически вытекают через вывод заземления. Соответствующая модель показана на рис. Д.3, б.



Спектр шума, излучаемого автономным квазирезонансным обратным преобразователем с переключением при нулевом напряжении



... модели возникновения помех: а — синфазных; б — при дифференциальном...

Этот шумовый режим можно управлять с помощью особых топологий, и в каждом проекте источника питания может потребоваться входная фильтрация. Такие фильтры содержат индукторы и конденсаторы, которые называются элементами "X" и "Y" соответственно. Элементы X размещаются на линиях электропитания, фильтруя искажения синфазных помех, а элементы Y — между линиями электропитания и заземлением, фильтруя искажения помех дифференциальном включении.

При сертификационном тестировании проверяются как излучаемый, так и кондуктивный шум. Излучаемый шум определяют путем размещения калиброванной антенны и приемника на определенном расстоянии (1 метр) от изделия и исследования результирующего шумового спектра вплоть до гигагерцовой области. Излучаемый шум мешает работе другого оборудования, но кондуктивный шум используется для излучения шума линии электропитания, а также линии ввода/вывода, и поэтому тоже анализируется. Кондуктивный шум определяют путем подсоединения к линиям электропитания через высокочастотный токовый трансформатор и исследования полученного спектра за пределами 1 ГГц.

Д.2. Типичные источники шума

Шумы (особенно излучаемый), можно снизить, если хорошо понимать их источники и проектные методики снижения их влияния. Существует несколько основных источников шума внутри импульсного источника питания с ШИМ, которые и создают большую часть излучаемого и кондуктивного шума. Их можно легко локализовать и модифицировать проект источника питания так, чтобы снизить генерирование шума.

Источники шума являются частью шумовых контуров, представляющих собой соединения на печатной плате между потребителями высокочастотного тока и источниками тока. Следование технологиям проектирования печатных плат, описанным в разделе 3.14, поможет существенно снизить излучаемые радиопомехи. Для этого следует выполнить оценку высокочастотных характеристик типичных компонентов и печатных плат.

Первым главным источником шума является входная схема питания, которая включает в себя ключ, первичную обмотку трансформатора и конденсатор входного фильтра. Конденсатор входного фильтра обеспечивает трапецеидальные сигналы тока, необходимые источнику питания, поскольку входная линия всегда жестко фильтруется с полосой пропускания, которая намного ниже рабочей частоты источника питания.

Дорожки печатной платы должны быть максимально короткими и толстыми. Толстые дорожки имеют более низкую индуктивность, чем тонкие. Длина дорожек обуславливает частоты, выше которых шум будет легко излучаться в окружающее пространство. Короткие трассы при повышенных частотах излучают меньше энергии.

Конденсатор входного фильтра и ключ должны размещаться рядом с трансформатором, чтобы минимизировать длину соединений. Кроме того, поскольку оксидно-электролитические алюминиевые или танталовые входные конденсаторы имеют плохие высокочастотные характеристики, параллельно им должен быть включен керамический или пленочный конденсатор. Чем хуже характеристики ESR и ESL конденсатора входного фильтра, тем больше энергии высокочастотного шума будет отбираться источником питания прямо из силовой линии, способствуя тем самым возникновению кондуктивных синфазных электромагнитных помех.

Вторым основным источником шума является контур, состоящий из выходных выпрямителей, конденсатора выходного фильтра и вторичных обмоток трансформатора. Опять таки, между этими компонентами протекают трапецеидальные сигналы тока большой амплитуды. Конденсатор выходного фильтра и выпрямитель также следует размещать физически как можно ближе к трансформатору для минимизации излучаемого шума. Этот источник также создает синфазные кондуктивные помехи, главным образом, на выходных линиях источника питания.

Еще одним источником шума является выходной выпрямитель. Форма характеристики обратного восстановления выпрямителей напрямую влияет на шум, генерируемый внутри источника питания. Крутизна (abruptness) или резкость волны тока обратного восстановления зачастую является главным источником высокочастотного шума. Для снижения высокочастотных спектральных характеристик диода с крутой характеристикой восстановления может потребоваться включить параллельно ему демпфер, однако наличие демпфера будет стоить разработчику потерь КПД. По этой причине в проекте лучше использовать выпрямитель с плавным восстановлением.

Одной из структур, способствующих наведению помех при дифференциальном включении, является охлаждающий радиатор, который обычно соединен с “землей” для защиты оператора или обслуживающего персонала. Любой ключ или выпрямитель, связанный с радиатором, пропускает в этот радиатор шум емкостной связи через изоляционную подкладку. Этот шум затем попадает в корпус изделия через зеленый провод заземления. Один из способов помешать проникновению этого шума на “землю” заключается в использовании изоляционной подкладки с внутренним слоем фольги. Это уменьшает монтажную емкость путем размещения двух последовательных конденсаторов; или же разработчик может соединить внутренний слой фольги с внутренним общим проводом источника питания.

Д.3. Проектирование корпуса

Корпус изделия должен служить электромагнитным экраном для шума, излучаемого внутренними схемами. В конструкции корпуса следует использовать магнитный материал на металлической основе. Это может быть железо, сталь, никель и т.п. Для пластиковых корпусов имеется ассортимент проводящих красок, которые можно использовать для дополнительного экранирования корпуса от электромагнитных и радиопомех. Кроме того, магнитного экранирования могут потребоваться вентиляционные отверстия.

Принцип экранирования от электромагнитных помех заключается в том, чтобы заставить протекать в поверхностях вихревые токи, чтобы рассеивалась энергия шума. Сборочные корпуса должны быть изготовлены так, чтобы в любой их точке наблюдалась хорошая электрическая проводимость. Так, съемные люки и элементы корпуса должны иметь хорошие электрические соединения вдоль их краев. В некоторых особо сложных случаях иногда используются специальные уплотнители.

Провода, которые входят в корпус или выходят из него, в идеале должны иметь свои собственные фильтры электромагнитных помех в точках входа или выхода. Любой не снабженный фильтром провод, проложенный внутри корпуса, будет не только проводить помехи и позволять им выходить за пределы корпуса, снижая тем самым эффективность какой бы то ни было фильтрации электромагнитных помех. Кроме того, не снабженные фильтром провода, проложенные внутри корпуса, будут излучать переданные снаружи в корпус шумы, что может привести к возникновению статических разрядов во внутренних схемах.

Д.4. Фильтры кондуктивных электромагнитных помех

Существует два типа входных силовых шин. Силовые шины постоянного тока — это однопроводные силовые соединения, наподобие тех, которые встречаются в автомобилях и самолетах. Второе плечо системы питания формирует заземление. Еще одной формой входного соединения являются двух- или трехпроводная системы питания от переменного тока. Проектирование фильтра электромагнитных помех для систем постоянного тока в виде простого LC-фильтра, рассматривается в разделе 3.12. Все помехи между единственным силовым проводом и замыкание через “землю” являются синфазными. Фильтр постоянного тока значительно более сложен, поскольку учитывает паразитные характеристики компонентов.

При проектировании фильтра для входа импульсного источника питания разработчик сначала должен выяснить, какие спецификации соответствуют его изделию. Эти спецификации определяют пределы кондуктивных и излучаемых электромагнитных и радиопомех, которым должно удовлетворять изделие при его продаже и

конкретном рынке. Отдел маркетинга компании должен знать, в каких районах мира будет продаваться проектируемое изделие и, следовательно, проектировщики должны выяснить соответствующие требования к изделию. Для получения хорошего изделия следует с самого начала предъявить к нему более завышенные требования, чем те, которые определены для локального рынка.

Входной фильтр кондуктивных электромагнитных помех предназначен для удержания высокочастотного кондуктивного шума внутри корпуса. Основным источником шума — импульсный источник питания. Фильтрация любых линий входа/выхода также важна для защиты от шума любых внутренних схем, наподобие микропроцессоров.

Разработка фильтра синфазных помех

Фильтр синфазных помех, по существу, отфильтровывает шум, создаваемый между двумя линиями электропитания (Н1 и Н2). Схема такого фильтра представлена на рис. Д.4.

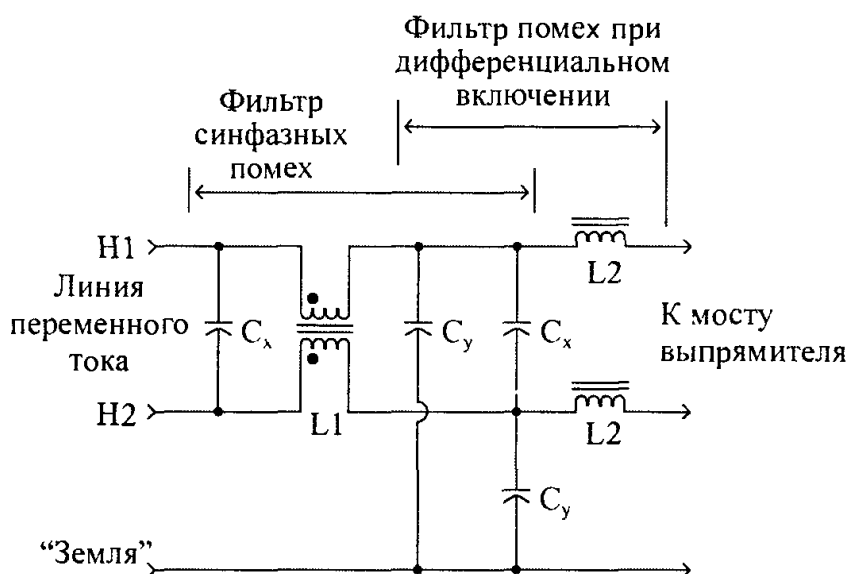


Рис. Д.4. Входной фильтр электромагнитных помех третьего порядка

В фильтре синфазных помех обмотки “трансформатора” находятся в фазе, но переменные токи, протекающие через обмотки, находятся не в фазе. В результате для тех сигналов, которые совпадают или противоположны по фазе на двух линиях электропитания, синфазный поток внутри сердечника уравнивается.

Проблема разработки фильтра синфазных помех заключается в том, что при высоких частотах (когда, собственно, и требуется фильтрация), идеальные характеристики компонентов искажаются из-за паразитных элементов. Основным паразитным элементом является межвитковая емкость самого трансформатора. Это — небольшая емкость, которая существует между всеми обмотками, где разность напряжений (В/виток) между витками ведет себя подобно конденсатору. Этот конденсатор при высокой частоте действует как шунт вокруг обмотки и позволяет высокочастотному переменному току протекать в обход обмоток. Частота, при которой это явление становится проблемой, выше частоты *авторезонанса* обмотки.

Между индуктивностью самой обмотки и этой распределенной межвитковой емкостью формируется колебательный контур. Выше точки авторезонанса влияние емкости становится больше индуктивности, что затем снижает уровень затухания при высоких частотах. Подобные процессы внутри фильтра синфазных помех показаны на рис. Д.5.

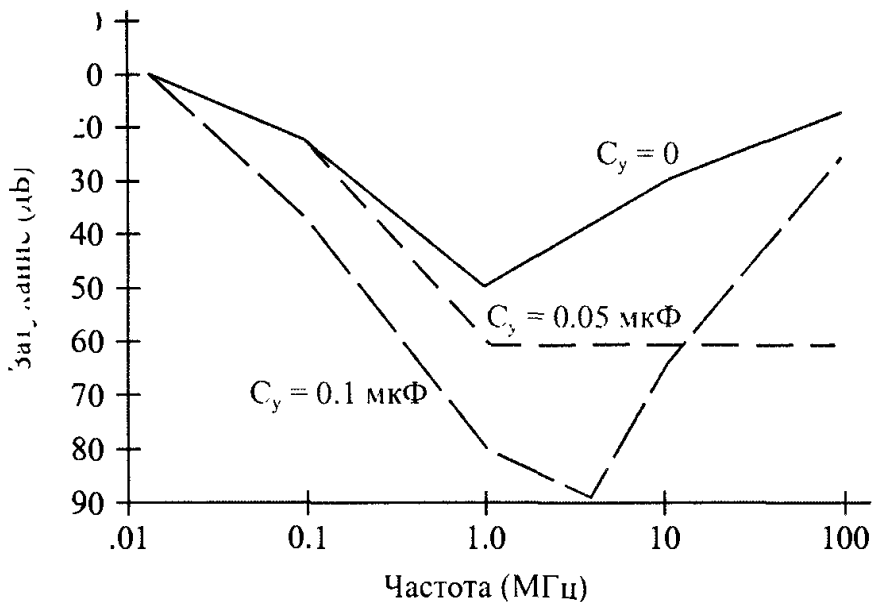


рис. Д.5. Частотная характеристика фильтра синфазных помех второго порядка ($L = 1$ мГн)

Этот эффект можно уменьшить, умышленно использовав конденсатор X большой емкости. Частота авторезонанса является той точкой, в которой проявляется наибольшая возможное затухание для фильтра. Таким образом, путем выбора метода намотки трансформатора можно разместить эту точку поверх частоты, которая требуется для самой лучшей фильтрации, например, на гармоническом пике в спектре шума неотфильтрованной системы.

Еще одной областью повышенно внимания является “ Q ” фильтра при авторезонансе. Если Q слишком высокое (или, другими словами, коэффициент затухания слишком мал), то фильтр фактически будет генерировать шум в форме узкополосного “звона”. С этим можно разобраться в процессе проектирования.

Некоторые основные производители трансформаторов выпускают стандартные компоненты, используемые при проектировании трансформаторов фильтров синфазных помех (например от компании Coilcraft). Эти трансформаторы имеют различные значения индуктивности и номиналы тока, а также обеспечивают необходимую длину пути тока утечки. Их использование может значительно облегчить работу проектировщика.

Начальные значения для компонентов фильтра синфазных помех можно определить пошагово (как везде в этой книге). Чтобы начать этот процесс, необходимо или измерить спектр нефильтрованного кондуктивного шума, или принять в отношении него какие-либо предположения. Это необходимо для того, чтобы знать, каким должно быть затухание и на каких частотах. Очевидно, что лучшие результаты (с незначительными отклонениями) будут получены в результате непосредственных измерений. Если же предположения относительно желаемой характеристики фильтра выдвигаются на бумаге, то в тот момент, когда схема окажется на столе испытателя, могут потребоваться дополнительные “расходы”.

Для начала разумно предположить, что нам потребуется около 24 дБ затухания на частоте переключений импульсного источника питания. Это значение, конечно же, должно быть подкорректировано в соответствии с фактической формой спектра кондуктивного шума. Определим частоту излома характеристики фильтра:

$$\text{Затухание (-дБ)} = 40 \text{Log}(f_c / f_{sw}),$$

тогда

$$f_c = f_{sw} \cdot 10^{(\text{Затух}/40)},$$

где: f_c — желаемая частота излома характеристики фильтра; f_{sw} — рабочая частота источника питания.

Для рассматриваемого примера частота переключений предполагается равной 50 кГц. Частота излома характеристики для достижения затухания -24 дБ должна составлять:

$$f_c = 50 \text{ кГц} \cdot 10^{(-24/40)} = 12,5 \text{ кГц}.$$

Предполагаем, что импеданс линии составляет 50 Ом (потому что именно такой импеданс требуется при LISN-тестах). Таким образом, данное значение является демпфирующим элементом внутри реактивной цепи фильтра.

Выбор коэффициента затухания

Минимальный коэффициент затухания (ζ) не должен быть менее 0,707. Меньшее значение приведет к “звону” и даст менее 3 дБ затухания на частоте излома характеристики.

Расчет начальных значений компонентов

$$L = \frac{R_L \cdot \zeta}{\pi \cdot f_c} = \frac{(50)(0,707)}{\pi(12,5 \text{ кГц})} = 900 \text{ мкГн};$$

$$C = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 L} = \frac{1}{[2\pi(12,5 \text{ кГц})]^2(900 \text{ мкГн})} = 0,18 \text{ мкФ}.$$

Выбор реально доступных компонентов

Наибольшая емкость конденсатора, доступная при номинальном напряжении 4 кВ, составляет 0,05 мкФ, что составляет 27% от рассчитанного значения. Для того чтобы оставить частоту излома характеристики неизменной, значение индуктивности должно быть увеличено в 3,6 раза, что дает 3,24 мГн. Коэффициент затухания прямо пропорционален значению индуктивности и потому составит 2,545, что для нас вполне приемлемо.

Ближайший по параметрам синфазный индуктор от компании Coilcraft имеет номер E3493, а его частота авторезонанса составляет 1 МГц. Рассчитанные конденсаторы обычно называются Y-конденсаторами. Они размещаются между каждой фазой и “землей” и должны выдерживать испытание высоким напряжением 2500 VRMS.

Между линиями электропитания размещаются так называемые X-конденсаторы. Они должны выдерживать напряжение 250 VRMS (номинал линии электропитания) и любые предполагаемые всплески. Емкость X-конденсаторов, в основном, выбирают произвольно и обычно находится в диапазоне 0,001–0,5 мФ.

Вполне обоснованно ожидать, что фильтр будет обеспечивать минимум 60 дБ затухания при частотах в диапазоне от 500 кГц до 10 МГц.

После того как значения для компонентов определены, наиболее важными для обеспечения требуемого КПД каскада фильтра становятся физическая конструкция трансформатора и компоновка печатной платы. Магнитные связи, обусловленные восприятием дорожками и компонентами высокочастотного шума, возникающего из-за паразитной индуктивности, могут сделать фильтр совершенно неэффективным. Кроме того, дроссель фильтра синфазных помех при частотах, превышающих его частоту авторезонанса, становится все более и более емкостным. Поэтому при частотах 20–40 МГц разработчик должен побеспокоиться о высокочастотных характеристиках фильтра.

Важную роль также играет физическая компоновка печатной платы. Фильтр должен располагаться линейным образом, так, чтобы входная часть фильтра физически была отдалена от его выходной части. Кроме того, следует использовать широкие низкоиндуктивные дорожки, не забывая при этом о требованиях спецификаций к длине пути тока утечки.

Иногда высокочастотное затухание недостаточно для удовлетворения спецификациям, и к фильтру электромагнитных помех необходимо добавить третий полюс. Такой фильтр, как правило, применяется для фильтрации помех при дифференциальном включении и будет использовать Y-конденсаторы совместно с фильтром синфазных помех. Его частота излома характеристики обычно та же, что и у фильтра синфазных помех. Этот фильтр состоит из отдельного дросселя на каждой линии электропитания и размещается между входными выпрямителями и фильтром синфазных помех.

Фильтр помех при дифференциальном включении должен иметь более низкий коэффициент затухания, чем фильтр синфазных помех, поскольку при использовании более высоких коэффициентов затухания объединенная реакция затухания всей секции фильтра будет слишком инертной. Приемлем коэффициент затухания минимум 0,5.

Расчет для дросселя фильтра помех при дифференциальном включении

$$L_d = \frac{R_L \cdot \zeta}{2\pi \cdot f_c} = \frac{(50)(0,5)}{2\pi(12,5 \text{ кГц})} = 318 \text{ мкГн.}$$

Добавление этого каскада фильтрации позволит управлять затуханием на очень высоких частотах и приведет к затуханию любых помех при дифференциальном включении на выводе заземления. Кроме того, он даст объединенное затухание –36 дБ на частоте переключений источника питания.

Несколько полезных советов

Если индуктивные элементы должны быть собраны самостоятельно, а не куплены у производителя, то рекомендуем последовать представленным ниже практическим советам.

Дроссели (трансформаторы) фильтра синфазных помех:

- для данного приложения лучше применить кольцевой сердечник, поскольку он дает очень незначительные паразитные магнитные поля;
- используйте ферриты с высокой магнитной проницаемостью, такие как материал W от компании Magnetics, Inc. с проницаемостью 10000;
- если используется сердечник типа Ш-Ш, в нем не должно быть воздушного зазора, а сопряженные поверхности должны быть отполированы, поскольку любые шероховатости поверхностей снижают проницаемость сердечника;
- катушка сердечника должна быть двухсекционной и не должна полностью заполняться обмотками. Для обеспечения длины пути тока утечки 4 мм, требуемой стандартами VDE, следует оставлять зазор между стенками катушки и обмоткой шириной 2 мм.

Дроссели фильтра помех при дифференциальном включении:

- намотка должна выполняться на отдельные сердечники (без взаимной магнитной связи);
- используйте материал с железным напылением (например, от компании MicroMetals);
- используйте стержневые сердечники, поскольку они дешевле.

Е.1. Преобразования единиц измерения

Необходимость в таких преобразованиях возникает при работе с иностранной научно-технической литературой. В большинстве стран мира (в первую очередь, в Европе), принята международная система единиц — СИ (SI, System International), в которой основными единицами являются метр, килограмм, секунда (МКС). Однако в некоторых странах (в т.ч. в Англии и США), до сих пор пользуется смесь старой системы СГС (сантиметр, грамм, секунда) с использованием таких единиц как дюйм, мил, круговой мил.

Все три системы единиц используются производителями радиоэлектронных и магнитных деталей во всем мире. Разработчик, если он приобретает детали для источника питания в магазине, должен быть очень внимателен при использовании единиц измерения в расчетных формулах (тем более, что часто производители пользуются своими собственными единицами измерений). Ниже представлены соотношения между единицами измерений в каждой из систем для их преобразования.

Магнитная индукция:

- 1 Тесла (Вебер/м²) = 10⁴ Гс (Вебер/см²) — Европа;
- 1 Гаусс (Вебер/см²) = 10⁻⁴ Тл (Вебер/м²) — США;
- 1 миллиТесла = 10⁻³ Тл — Япония;
- 1 миллиТесла = 10 Гс — Япония.

Единицы длины:

- 1 сантиметр = 0,394 дюйма;
- 1 сантиметр = 444,297 милов;
- 1 миллиметр = 0,0394 дюйма;
- 1 миллиметр = 44,4297 милов;
- 1 дюйм = 2,54 см;
- 1 дюйм = 25,4 мм;
- 1 мил = 0,002252 см.

Единицы площади:

- 1 дюйм² = 6,45 см²;
- 1 дюйм² = 645 мм²;
- 1 см² = 0,155 дюйм²;
- 1 мм² = 0,00155 дюйм²;
- 1 круговой мил = 7,854 · 10⁻⁷ дюйм²;
- 1 круговой мил = 5,07 · 10⁻⁶ см²;

- $1 \text{ дюйм}^2 = 1,273 \cdot 10^6$ круговых милов;
- $1 \text{ см}^2 = 1,974 \cdot 10^5$ круговых милов.

Е.2. Провода

Все диаметры проводов основаны на американском стандарте AWG (American Wire Gauge), опубликованном еще в начале XX века. Страны, использующие метрическую систему физических единиц, прямо преобразовали этот стандарт в миллиметры и назвали его стандартом IEC R20. В табл. Е.1 диаметры представлены в стандарте IEC R20.

Таблица Е.1. Таблица проводов (стандарт IEC R20)

№ по AWG	Диаметр жилы, мм	Общий диаметр провода, мм	Площадь сечения, мм ²	Сопrotивление постоянному току, Ом/1000 футов	Предельно допустимый ток*, А
10	2,500	2,720	5,500	1,00	10,38
11	2,240	2,431	4,170	1,26	8,230
12	2,000	2,172	3,310	1,58	6,530
13	1,800	1,943	2,790	2,00	5,180
14	1,600	1,737	2,080	2,53	4,110
15	1,400	1,711	2,010	3,18	3,260
16	1,250	1,389	1,310	4,02	2,580
17	1,120	1,247	1,040	5,06	2,050
18	1,000	1,118	0,820	6,39	1,620
19	0,900	1,003	0,650	8,05	1,290
20	0,800	0,897	0,520	10,1	1,020
21	0,710	0,805	0,410	12,8	0,810
22	0,630	0,721	0,320	16,2	0,640
23	0,560	0,650	0,260	20,3	0,510
24	0,500	0,582	0,210	25,7	0,400
25	0,450	0,523	0,160	32,4	0,320
26	0,400	0,467	0,130	41,0	0,253
27	0,355	0,419	0,100	51,4	0,202
28	0,315	0,376	0,080	65,3	0,159
29	0,280	0,340	0,065	81,2	0,128
30	0,250	0,305	0,051	104	0,100
31	0,224	0,274	0,040	131	0,079
32	0,200	0,249	0,032	162	0,064
33	0,180	0,224	0,026	206	0,050
34	0,160	0,198	0,020	261	0,040
35	0,140	0,178	0,016	331	0,031
36	0,125	0,163	0,013	415	0,025
37	0,112	0,145	0,010	512	0,020
38	0,100	0,130	0,008	648	0,016
39	0,090	0,114	0,006	847	0,012
40	0,071	0,104	0,005	1080	0,010

* На основании плотности тока 2,11 А/мм².

Недавно появился новый стандарт — IEC R40. Соответствующие параметры проводов представлены в табл. Е.2.

Таблица Е.2. Таблица проводов (стандарт IEC R40)

Диаметр жилы, мм	Полный диаметр изолированного провода, мм			Предельно допустимый ток*, А
	Класс 1	Класс 2	Класс 3	
2,650	2,730	2,772	2,811	11,66
2,360	2,438	2,478	2,516	9,25
2,120	2,196	2,235	2,272	7,46
1,900	1,974	2,012	2,048	6,00
1,700	1,772	1,809	1,844	4,80
1,500	1,570	1,606	1,640	3,74
1,320	1,388	1,422	1,455	2,89
1,180	1,246	1,279	1,311	2,31
1,060	1,124	1,157	1,188	1,87
0,950	1,012	1,044	1,074	1,50
0,850	0,909	0,939	0,968	1,20
0,750	0,805	0,834	0,861	0,93
0,670	0,722	0,749	0,774	0,702
0,600	0,649	0,674	0,698	0,598
0,530	0,576	0,600	0,623	0,467
0,475	0,519	0,541	0,562	0,375
0,425	0,466	0,488	0,508	0,300
0,375	0,414	0,434	0,453	0,234
0,335	0,372	0,391	0,408	0,186
0,300	0,334	0,352	0,369	0,149
0,265	0,297	0,314	0,330	0,117
0,236	0,267	0,283	0,298	0,092
0,212	0,240	0,254	0,268	0,075
0,190	0,216	0,228	0,240	0,060
0,170	0,194	0,205	0,217	0,048
0,150	0,171	0,182	0,193	0,037
0,132	0,152	0,162	0,171	0,029
0,118	0,136	0,145	0,154	0,023
0,106	0,123	0,132	0,140	0,019
0,095	0,111	0,119	0,126	0,015
0,085	0,100	0,107	0,114	0,012
0,075	0,089	0,095	0,102	0,009

* На основании плотности тока 2,11 А/мм²

Скин-эффект заключается в заметном увеличении сопротивления проводов, когда по ним протекают высокочастотные переменные токи. Реальное сопротивление провода с учетом потерь внутри импульсного источника питания представлено уравнением (Е.1):

$$R_{\text{total}} = R_{\text{DC}} + R_{\text{AC}} \quad (\text{Е.1})$$

Здесь сопротивление R_{AC} — это результат умножения коэффициента, определяемого по формуле (Е.2), на сопротивление постоянному току для круглого медного провода (например, круглый обмоточный провод). Следующая формула описы-

вает процент увеличения сопротивления переменному току сверх сопротивления постоянному току для одной жилы круглого медного провода на открытом воздухе

$$R_{AC} / R_{DC} = 0,47 \cdot \pi \cdot d \cdot f^{1/2}, \quad (E)$$

где d — диаметр провода, см; f — основная частота волны тока, Гц.

Как видим, провода большего диаметра страдают значительно большей скоростью снижения сопротивления переменному току с повышением частоты, чем провода меньшего диаметра. Таким образом, имеет смысл использовать несколько жиденького диаметра вместо одного провода большого диаметра с эквивалентной площадью поперечного сечения. Плотность переменного тока проводов меньшего диаметра (>#30 по AWG) фактически может быть уменьшена в 2–3 раза по сравнению с плотностью тока, используемой в графиках, поскольку отношение площади их поверхности к площади поперечного сечения значительно больше.

Описанное выше увеличение сопротивления переменному току вследствие скин-эффекта следует обязательно принимать во внимание. Когда провода в трансформаторе расположены рядом друг с другом и слоями, то магнитные эффекты ближнего поля между ними в дальнейшем сгущают плотность тока в еще меньших областях поперечного сечения провода. Например, когда провода намотаны рядом друг с другом, ток выталкивается из точек контакта вдоль поверхностей проводов области, ортогональные плоскости обмотки. Когда слои проволоки располагаются друг над другом, внутренние слои проявляют значительно большее уменьшение сопротивления, чем внешние.

Для предварительной оценки вполне достаточно значений, представленных в табл. Е.1 и табл. Е.2.