

Раймонд Мэк

ИМПУЛЬСНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ
ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ
И РУКОВОДСТВО ПО ПРАКТИЧЕСКОМУ
ПРИМЕНЕНИЮ

DEMISTIFYING TECHNOLOGY™
SERIES

DEMISTIFYING SWITCHING POWER SUPPLIES

By Raymond A. Mack, Jr.



СЕРИЯ
Силовая электроника

Рэймонд Мэк

**ИМПУЛЬСНЫЕ
ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ
ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ
ПРОЕКТИРОВАНИЯ
И РУКОВОДСТВО
ПО ПРАКТИЧЕСКОМУ
ПРИМЕНЕНИЮ**

*Перевод с английского
Пряничникова С. В.*



Москва
Издательский дом «Додэка-XXI»
2008

УДК 621.314
ББК 31.264.5
М97

Мэк Р.

М97 Импульсные источники питания. Теоретические основы проектирования и руководство по практическому применению/Пер. с англ. — М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2008. — 272 с.: ил. (Серия «Силовая электроника»).

ISBN 978-5-94120-172-3

Импульсные источники питания (ИИП) быстро идут на смену устаревшим линейным источникам питания благодаря своей высокой производительности, улучшенной стабилизации напряжения и малым габаритам. В книге подробно обсуждаются фундаментальные теоретические принципы и методы проектирования импульсных источников питания и приводятся сведения, знание которых не только поможет инженерам оптимизировать выбор серийных источников питания для своих проектов, но и позволит им разрабатывать собственные оригинальные схемы ИИП. Книга ориентирована на читателей, желающих глубже вникнуть в суть работы импульсных источников питания и их проектирования, не забираясь при этом в математические «дебри». Особое внимание уделяется выбору соответствующих компонентов, таких, как дроссели и трансформаторы, с учётом обеспечения безопасной и надёжной работы схем ИИП. На примере предложенных автором оригинальных проектов иллюстрируются те или иные компромиссы, к которым непременно приходится прибегать при разработке импульсных источников питания.

Рассматриваются как сетевые источники питания, так и преобразователи постоянного напряжения (DC/DC).

Книга охватывает все основные схемы импульсных источников питания, включая обратноточные и прямоходовые преобразователи, мостовые, понижающие, повышающие и комбинированные схемы.

В качестве примеров приведены практические схемы 220-вольтового сетевого импульсного источника питания и 110-вольтового источника бесперебойного питания.

УДК 621.314
ББК 31.264.5

Книга "Импульсные источники питания. Теоретические основы проектирования и руководство по практическому применению" Раймонда Мэка подготовлена и издана по договору с Elsevier Inc. of 200 Wheeler Road, 6th Floor, Burlington, MA01803, USA.

© Elsevier Inc., 2005

© Издательский дом «Додэка-XXI», 2008

® Серия «Силовая электроника»

ISBN 978-5-94120-172-3 (рус.)

ISBN 0-7506-7914-X (англ.)

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	8
Введение	9
Историческая справка	9
Сравнение линейных и импульсных источников питания	10
Глава 1. Основные импульсные схемы	13
1.1. Основы накопления энергии	13
1.2. Понижающий преобразователь	14
1.3. Повышающий преобразователь	16
1.4. Инвертирующий повышающий преобразователь	19
1.5. Комбинированный преобразователь	19
1.6. Преобразователи с трансформаторной развязкой	20
1.7. Синхронное выпрямление	24
1.8. Схемы с накачкой заряда	25
Глава 2. Схемы управления	27
2.1. Типовые схемы управления	27
2.2. Усилитель ошибки	30
2.3. Коррекция усилителя ошибки	31
2.3.1. Последовательность испытания	34
2.4. Типовой ШИМ-контроллер с управлением по напряжению	35
2.5. Управление по току	41
2.6. Типовой ШИМ-контроллер с управлением по току	43
2.7. Схемы с накачкой заряда	47
2.8. Многофазные ШИМ-контроллеры	50
2.9. Резонансные контроллеры	51
Глава 3. Первичный источник питания	52
3.1. Работа от сети	52
3.2. Подавление радиопомех	54
3.3. Требования к безопасности	55
3.4. Компенсация коэффициента мощности	57
3.5. Пусковой ток	61
3.6. Время удержания выходного напряжения	62
3.7. Входной выпрямитель	65
3.8. Характеристики входного накопительного конденсатора	66

Глава 4. Схемы без гальванической развязки	67
4.1. Основной метод проектирования	68
4.2. Схемы понижающих преобразователей	68
4.3. Схемы повышающих преобразователей	78
4.4. Инвертирующие схемы	84
4.5. Комбинированные (понижающие/повышающие) схемы	87
4.6. Схемы с накачкой заряда	90
4.7. Факторы, учитываемые при разводке печатной платы	94
Глава 5. Схемы с трансформаторной развязкой	98
5.1. Механизмы обратной связи	98
5.2. Обратноходовые схемы	105
5.2.1. Проектирование практической обратноходовой схемы	111
5.2.2. Пример сетевого обратноходового источника питания	111
5.2.3. Пример обратноходовой схемы без гальванической развязки	118
5.3. Схемы прямоходовых преобразователей	122
5.3.1. Последовательность проектирования практического прямоходового преобразователя.	124
5.3.2. Пример сетевого прямоходового преобразователя	125
5.3.3. Пример прямоходового преобразователя без гальванической развязки	129
5.4. Двухтактные схемы	133
5.4.1. Проектирование практической двухтактной схемы	135
5.5. Полумостовые схемы	139
5.5.1. Проектирование практической полумостовой схемы	141
5.6. Мостовые схемы	144
Глава 6. Выбор пассивных компонентов	147
6.1. Характеристики конденсатора	147
6.1.1. Алюминиевые электролитические конденсаторы	149
6.1.2. Твердотельные танталовые и ниобиевые конденсаторы	151
6.1.3. Твердотельные полимерные электролитические конденсаторы	153
6.1.4. Многослойные керамические конденсаторы	154
6.1.5. Плёночные конденсаторы	157
6.2. Характеристики резисторов	158
6.2.1. Углеродные композиционные резисторы	159
6.2.2. Плёночные резисторы	160
6.2.3. Проволочные резисторы	161
Глава 7. Выбор полупроводниковых компонентов	162
7.1. Характеристики диодов	162
7.1.1. Плоскостные диоды	162
7.1.2. Диоды Шотки	167
7.1.3. Пассивация	169
7.2. Биполярные транзисторы	170
7.2.1. Мощные полевые МОП-транзисторы (MOSFET)	176
7.2.2. Управление затвором	180
7.2.3. Область устойчивой работы и лавинные характеристики	190
7.2.4. Синхронное выпрямление	193
7.2.5. Измерительные полевые транзисторы	198
7.2.6. Варианты корпусов	198
7.3. Биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT)	200

Глава 8. Выбор дросселя	204
8.1. Характеристики реальных дросселей	204
8.2. Характеристики сердечника	207
8.3. Расчёт порошкового тороидального сердечника дросселя	218
8.4. Выбор сердечника для повышающего преобразователя	221
Глава 9. Выбор трансформатора	225
9.1. Характеристики трансформатора	225
9.2. Вопросы безопасности	228
9.3. Анализ практических конструкций	229
9.4. Выбор сердечника трансформатора прямоходового преобразователя	231
9.5. Сердечники для обратныхходовых преобразователей	233
9.5.1. Выбор сердечника для индуктивно-связанных дросселей в обратныхходовом преобразователе.	233
Глава 10. Пример проектирования инвертора «точной синусоиды»	236
10.1. Технические требования	236
10.2. Общее описание конструкции	237
10.3. Проектирование предварительного стабилизатора	241
10.4. Проектирование выходного преобразователя	246
10.5. Проектирование H-моста	249
10.6. Проектирование схемы управления мостом	249
Глава 11. Сетевой источник питания для компьютера	253
11.1. Установочные требования	253
11.2. Первичный источник питания	254
11.3. Преобразователь постоянного напряжения (DC/DC)	256
11.4. Выбор диода	259
11.5. Расчёт дросселей	261
11.6. Расчёт конденсаторов	264
11.7. Расчёт трансформатора	265
Предметный указатель	268

ПРЕДИСЛОВИЕ

Эта книга предназначена для тех, кто хочет понять принцип работы импульсного источника питания. Я хочу научить вас грамотно формулировать требования к сетевому источнику питания. Прочитав эту книгу, вы получите достаточно информации для самостоятельного проектирования преобразователя DC/DC. Я включил в книгу несколько глав по основам аналогового проектирования специально для тех, чья специальность не связана с аналоговыми схемами. Опираясь на эти основы, я расскажу, как проектировать и рассчитывать практические импульсные источники питания. Те, кто силён в аналоговой схемотехнике, указанные главы могут пропустить.

Существует два обширных класса источников питания: линейные и импульсные. В линейных источниках питания используется непрерывное управление выходным напряжением. Импульсные источники питания представляют собой системы с временной дискретизацией, в которых для управления выходным напряжением используются прямоугольные управляющие сигналы. В этой книге рассматривается каждая из разновидностей импульсных источников питания.

Я привожу математические формулы, как правило опуская подробности их выведения и преобразования. В качестве упражнения читатель может самостоятельно произвести необходимые вычисления.

Благодарности

Как и любая другая работа, эта книга создавалась с участием многих людей. Я хочу выразить свою признательность за большой вклад в моё понимание принципов работы импульсных источников питания авторам книг: «Linear/Switchmode Voltage Regulator Handbook» фирмы Motorola, «HDB-3 Power MOSFET HEXFET Databook» фирмы International Rectifier и «Switch Mode Power Supply» фирмы Philips (превосходная книга, но, к сожалению, доступная только на фирменном сайте).

Хочу также поблагодарить компанию Linear Technology Corporation за предоставленную мне программу SwitcherCAD III. Она предназначена для использования клиентами этой компании, но доступна всем желающим. Большинство схем, представленных в этой книге, первоначально были подготовлены с помощью SwitcherCAD III.

ВВЕДЕНИЕ

Историческая справка

Принципы построения импульсных источников питания (ИИП) используются вот уже более 100 лет (хотя люди и не знали, что речь шла именно об этих принципах). Система зажигания для бензинового двигателя представляет собой не что иное, как самый первый вариант обратного источника питания. Затем импульсные источники нашли применение в высоковольтном блоке телевизора. И снова это был элементарный обратный источник питания. Название «обратного» происходит от названия короткого периода времени, за который точка с правой стороны экрана кинескопа перемещалась на левую сторону (так называемый «обратный ход»). Быстрое изменение тока в отклоняющей катушке производит очень большое напряжение. В телевизоре этот эффект использовался для создания большого ускоряющего потенциала, необходимого для работы электронно-лучевой трубки.

Использование импульсных источников питания в массовом применении вплоть до конца 1960-х годов было ограничено функциональными возможностями трёх главных их компонентов: магнитопровода, ключа и выпрямителя. Компоненты для ИИП стали доступными ещё в начале 1960-х с появлением высоковольтных биполярных транзисторов, но в маломощных схемах использовать их было экономически невыгодно до тех пор, пока цена полупроводников не упала до вполне приемлемой. С 1970 года достижения в разработке всех категорий компонентов кардинально изменили ситуацию на рынке источников питания, особенно в тех его секторах, где применение линейных трёхвыводных стабилизаторов было невозможно вследствие их неспособности обеспечить требуемый уровень мощности. Достижения полупроводниковой электроники тех времён позволяли производить малогабаритные импульсные источники питания с номинальной мощностью несколько десятков ватт. В них использовались ИС, дроссель и пара конденсаторов, и весь стабилизатор напряжения имел габариты меньше, чем габариты импульсного транзистора 1960-х годов в корпусе ТО-3.

Стоимость одного ватта сетевых источников питания упала настолько, что разработчикам стало невыгодно проектировать и изготавливать собственные источ-

ники, если не выпускать их в максимально больших количествах. Многие компании представили на рынок линейки источников питания со стандартными выходными напряжениями. Многие из этих компаний могут также за отдельную плату производить модификацию своих стандартных схем под нестандартные напряжения.

Большинство ведущих производителей линейных ИС (Linear Technology, Maxim, TI, National Semiconductor, Analog Devices и др.) предлагают линейки импульсных стабилизаторов, подходящих для локальной стабилизации («point-of-load») или преобразования напряжения. Современные полупроводниковые компоненты производства этих фирм обладают очень малыми габаритами и высокой эффективностью. Это особенно актуально для устройств, питающихся от батареи, когда важную роль играет продолжительность работы между подзарядками. Современные компоненты зачастую сочетают в одном корпусе схему управления, ключ и выпрямители.

Производители пассивных компонентов также были заняты усовершенствованием своей продукции. Компании, производящие магнитные материалы (Ferrotech, Siemens, Micrometals, подразделение Magnetics компании Spang & Co. и др.), расширили частотный диапазон трансформаторов и дросселей — от нескольких десятков килогерц в 60-х годах до единиц мегагерц в настоящее время. Благодаря этому усовершенствованию современные схемы характеризуются малыми габаритами фильтрующих конденсаторов и магнитных сердечников. Производители конденсаторов также усовершенствовали фильтрующие конденсаторы для импульсных схем. Обычные электролитические конденсаторы обладают очень большим эквивалентным последовательным сопротивлением, вследствие чего при быстро меняющемся постоянном напряжении происходит рассеивание мощности. Если эквивалентный переменный ток будет слишком высоким, эти электролиты могут перегреться и взорваться. Все производители электролитических конденсаторов в настоящее время выпускают линейки конденсаторов с пониженным эквивалентным последовательным сопротивлением.

Сравнение линейных и импульсных источников питания

Сравнение типовых схем линейных и импульсных источников питания показывает, почему в большинстве случаев предпочтительно применять импульсный источник.

Линейный источник питания способен производить напряжение только ниже входного. Для всех линейных стабилизаторов требуется входное напряжение, которое выше выходного напряжения на определённую минимальную величину, которая называется падением напряжения. Падение напряжения является определяющим параметром при расчёте производительности и рассеивания мощности.

Возьмём устройство, работающее от 6.0 В и потребляющее максимальный ток 2 А. Типичный линейный стабилизатор будет иметь падение напряжения 2 В. Если мы решим использовать свинцово-кислотную батарею, она будет разряжаться до напряжения примерно 1.9 В на элемент. Так как для корректной работы нам

требуется напряжение минимум 8 В (6 В для нагрузки плюс 2 В на падение напряжения), для получения требуемого напряжения нам понадобится как минимум 5 элементов. Следовательно, при разряженной батарее минимальное входное напряжение равно 9.9 В. Поступающая в нагрузку мощность при токе 2 А равна 12 Вт, а стабилизатор должен рассеивать при разряженной батарее 7.8 Вт. Отсюда КПД равен 60%. При полностью заряженной батарее напряжение каждого элемента равно 2.26 В, и батарея выдаёт 11.3 В. Мощность нагрузки по-прежнему равна 12 Вт. Стабилизатор теперь должен рассеивать 10.6 Вт, откуда КПД получается равным 53%.

Ситуацию можно улучшить, если не полностью разряжать каждый элемент. Мы можем увеличить производительность и снизить стоимость батареи (ценой более частой подзарядки), если будем прекращать работу, когда напряжение на каждом элементе упадёт до 2.0 В. При этом нам понадобится только 4 элемента. Мощность, рассеиваемая на стабилизаторе при разряженной батарее, составит 4 Вт, поэтому КПД возрастёт до 75%. При полной зарядке КПД увеличится всего лишь до 67%.

В первом примере 2 из 5 элементов расходуют всю свою энергию на нагрев окружающей среды. Во втором примере на такой нагрев полностью работает 1 из 4 элементов. Понятно, что линейная стабилизация — слишком дорогой способ получения постоянного напряжения в системе, работающей от батарей.

Для вышеприведённого примера можно сконструировать простой импульсный источник питания с ключами на полевых транзисторах, обладающих сопротивлением в открытом состоянии порядка 0.008 Ом. Коммутирующий диод может быть диодом Шотки с прямым напряжением всего лишь 0.5 В. В первом приближении рассеиваемая ключом мощность будет составлять максимум 0.032 Вт, а диод будет рассеивать 1.0 Вт. КПД при полной зарядке будет равен 92%, а при разряженной батарее окажется близок к 99%. Причём эти относительные значения КПД справедливы для батареи из 4, 6 или 12 элементов.

Есть ещё одно преимущество импульсных источников питания перед линейными. С линейным источником питания батарея обязательно должна состоять из 4 элементов или более. С импульсным источником можно получать требуемое питание от батареи из 1...3 элементов, да к тому же ещё и с лучшей производительностью.

Примерно так же обстоит дело и с сетевыми источниками питания. Для сетевого линейного источника питания требуется трансформатор. Для линейного источника питания мощностью 1000 Вт потребуется трансформатор весом под 50 кг, массивные радиаторы с вентиляторами для полупроводниковых компонентов, и по объёму он займёт около половины кубометра. Если нужно обеспечить возможность работы от обоих напряжений — 110 и 220 В, для линейного источника потребуется ручное или сложное электронное переключение между ними. Для сравнения, импульсный источник питания, работающий от 110 и 220 В без переключения, весом около 20 кг занимает четверть объёма линейного источника. К тому же импульсный источник питания в несколько раз дешевле.

Однако не всегда импульсные источники питания являются наилучшим вариантом. На выходе импульсного источника питания обязательно присутствует вы-

сокочастотный шум. Линейные источники шумят на два-три порядка меньше. Для очень чувствительных к шуму аналоговых схем обычно рекомендуется линейный источник питания. Если требуется максимальная производительность, в современных системах часто используется предварительная стабилизация напряжения импульсным источником до значения чуть выше падения на линейном источнике, а затем с помощью линейного источника получают малошумящее питание для аналоговых схем. Ещё один недостаток импульсных источников питания — большее время восстановления при скачкообразных изменениях тока нагрузки или входного напряжения по сравнению с линейными источниками.

В маломощных схемах, как правило, предпочтительнее применять линейные источники питания. В вышеприведённом примере мы аппроксимировали потери в ключе формулой $P = I^2 R$. В случае более тщательного анализа следует учитывать потери в ключе в моменты отпирания и запираия, а также мощность, расходуемую на управление ключом. К тому же существуют линейные стабилизаторы с очень малым падением напряжения, специально предназначенные для применения в маломощных схемах.

ОСНОВНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ СХЕМЫ

- Основы накопления энергии
- Понижающий преобразователь
- Повышающий преобразователь
- Инвертирующий повышающий преобразователь
- Комбинированный преобразователь
- Преобразователи с трансформаторной развязкой
- Синхронное выпрямление
- Схемы с накачкой заряда

В этой главе мы рассмотрим временные характеристики идеальных индуктивностей и конденсаторов, а также дадим обзор идеальных моделей для каждого типа импульсных источников питания. В последующих главах мы поговорим о магнитных, электрических и паразитных свойствах индуктивностей и конденсаторов и их влиянии на расчёт отдельных компонентов.

1.1. Основы накопления энергии

Уравнение (1.1), выражающее правило Ленца, содержит определение индуктивности. Катушка обладает индуктивностью в один генри, если изменение тока на один ампер за одну секунду производит напряжение на катушке в один вольт:

$$V = L di/dt. \quad (1.1)$$

Первое следствие уравнения (1.1) состоит в том, что ток, протекающий через катушку индуктивности, не может изменяться мгновенно. Ведь в этом случае на катушке возникло бы бесконечное напряжение. В реальности же такие эффекты, как, например, возникающая при «пробое» контактов электрическая дуга, ограничивают это напряжение очень высоким, но не бесконечным значением. Вторым следствием уравнения (1.1) является то, что напряжение на катушке индуктивности мгновенно изменяется с положительного на отрицательное при переключении с накопления энергии в индуктивности (производная di/dt положительна) на извлечение энергии из неё (di/dt отрицательна). Уравнение (1.2), полученное интегрированием уравнения (1.1), используется для определения тока в катушке индуктивности при известном напряжении.

$$I = 1/L \int V dt + I_{\text{нач.}} \quad (1.2)$$

Уравнение (1.3) даёт определение ёмкости. Конденсатор обладает ёмкостью в один фарад, если накопленный заряд в один кулон создаёт напряжение на нём в один вольт.

$$Q = CV \quad (1.3)$$

Уравнения (1.4) и (1.5) определяют ёмкость конденсатора через напряжение и ток (заряд представляет собой интеграл от тока, а ток — соответственно производную заряда по времени dq/dt):

$$V = 1/C \int i dt + V_{\text{нач.}}, \quad (1.4)$$

$$I = C dv/dt. \quad (1.5)$$

Ток в конденсаторе фильтра импульсного источника питания обычно принимает пилообразную форму. Назначение конденсатора состоит в том, чтобы ограничивать колебания напряжения (пульсации). Из уравнения (1.4) следует, что выполнить эту задачу можно, либо увеличивая ёмкость конденсатора, либо уменьшая dt . Одним из главных достоинств импульсных источников питания является возможность использования очень малых dt (за счёт повышения частоты коммутации), благодаря чему ёмкость конденсатора фильтра существенно уменьшается.

1.2. Понижающий преобразователь

На Рис. 1.1 изображена идеальная модель понижающего преобразователя, состоящего из идеального источника напряжения, идеального управляемого ключа, идеального диода, идеального дросселя, идеального конденсатора и нагрузочного резистора. Преобразователь называется понижающим потому, что выходное напряжение всегда меньше входного, так как напряжение на дросселе «противится» входному (противоположно по полярности напряжению источника). Данный идеальный стабилизатор предназначен для работы от источника напряжением 20 В и обеспечивает напряжение 5 В на нагрузке 10 Ом. Ключ размыкается и замыкается через каждые 10 мкс, при этом на пассивных компонентах формируется сигнал с широтно-импульсной модуляцией. В установившемся режиме выходное напряжение стабилизатора равно

$$V_{\text{out}} = V_{\text{in}} \times DC, \quad (1.6)$$

где DC — коэффициент заполнения¹⁾.

¹⁾ Коэффициент заполнения (Duty Cycle) — величина, характеризующая соотношение между положительными и отрицательными полупериодами в последовательности импульсов. — *Примеч. ред.*

Это уравнение определяет выходное напряжение преобразователя вне зависимости от значений индуктивности, тока нагрузки и ёмкости выходного конденсатора, при условии, что через дроссель течёт непрерывный ток. При этом подразумевается, что напряжение на дросселе имеет прямоугольную форму.

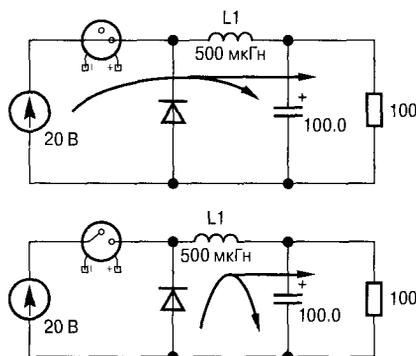


Рис. 1.1. Идеализированная модель понижающего преобразователя

В данной схеме диод используется в качестве управляемого напряжением вентиля. В то время, когда входной ключ разомкнут (см. Рис. 1.1), диод обеспечивает канал для протекания разрядного тока дросселя¹⁾. Когда же дроссель накапливает энергию²⁾, диод смещён в обратном направлении, поэтому ток через него не течёт.

При проектировании импульсных источников питания мы будем для простоты считать, что прикладываемое к дросселю напряжение в процессе накопления энергии имеет идеально прямоугольную форму. В нашем примере пульсации выходного напряжения источника питания составляют 20 мВ. Хорошее приближение к идеально прямоугольной форме достигается при колебаниях напряжения на дросселе в процессе накопления энергии в пределах 0.02 В при входном напряжении 15 В, т. е. 0.13%, а в процессе отдачи энергии — 0.02 В при выходном напряжении 5 В, т. е. 0.4%. Постоянная амплитуда прямоугольных импульсов способствует постоянству di/dt в уравнении (1.1).

На Рис. 1.2 изображены кривая выходного напряжения (нижний график) и кривая тока дросселя (верхний график) в установившемся режиме преобразователя, обеспечивающем напряжение 5 В и ток 500 мА на нагрузочном резисторе.

Заметим, что колебания выходного тока относительно малы по сравнению со значением постоянного тока в дросселе. В данном случае пиковый ток пульсаций составляет 75 мА. Ещё одним важным моментом является то, что в установившемся режиме ток пульсаций не зависит от тока нагрузки, так как ток, протекающий через дроссель, управляется напряжением на нём. Крутизна нарастания тока и

¹⁾ Напряжение на дросселе при уменьшении протекающего через него тока, в соответствии с уравнением (1.1) имеет отрицательную полярность, поэтому диод открывается. — Примеч. ред.

²⁾ Это происходит тогда, когда ключ замкнут. — Примеч. ред.

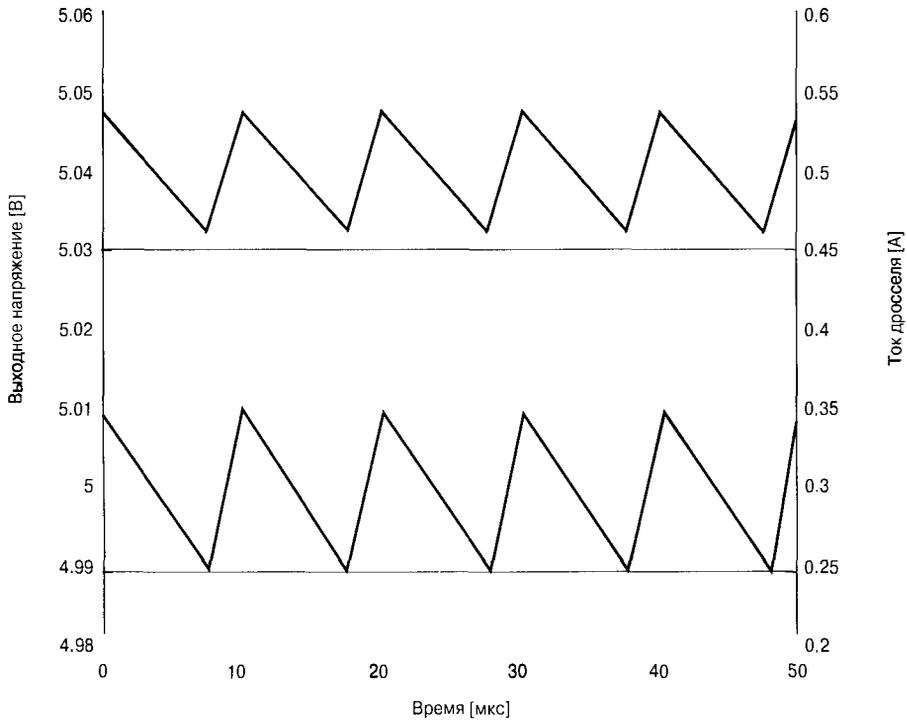


Рис. 1.2. Выходное напряжение и ток дросселя в понижающем стабилизаторе

продолжительность фазы накопления энергии определяются исключительно разностью напряжений $V_{in} - V_{out}$. Средний ток дросселя равен выходному току.

Работа понижающего преобразователя может также осуществляться в прерывистом режиме, при котором в течение некоторой части периода коммутации ток дросселя равен нулю.

Для прерывистого режима работы уравнение (1.6) несправедливо. Пульсации выходного напряжения в понижающем преобразователе, работающем в прерывистом режиме, выше, так как конденсатор фильтра должен обеспечивать ток нагрузки в то время, когда ток дросселя равен нулю. Как правило, понижающий преобразователь работает в прерывистом режиме, только когда ток нагрузки становится намного меньше номинального расчётного значения.

1.3. Повышающий преобразователь

На **Рис. 1.3** изображена идеальная модель повышающего преобразователя, состоящего из идеального источника напряжения, идеального ключа, идеального диода, идеального дросселя, конденсатора и нагрузочного резистора. Преобразователь называется повышающим, так как напряжение на дросселе суммируется с

входным напряжением и значение выходного напряжения превышает значение входного. Данный идеальный стабилизатор предназначен для работы от источника напряжением 5 В и обеспечивает напряжение 20 В на нагрузке 1000 Ом. Когда ключ разомкнут, диод открыт и проводит ток. Когда ключ замыкается, диод закрывается. Ключ размыкается и замыкается через каждые 10 мкс.

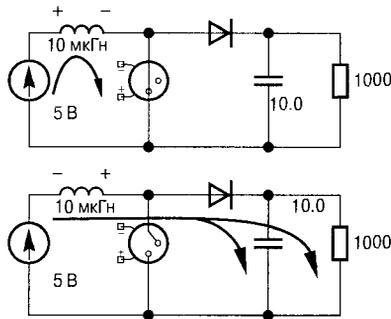


Рис. 1.3. Идеализированная модель повышающего преобразователя

Ток от источника напряжения протекает через дроссель и замкнутый ключ, при этом происходит накопление дросселем энергии. В это время поступление тока в нагрузку обеспечивается конденсатором, так как диод смещён в обратном направлении. Когда ключ размыкается, ток в дросселе продолжает течь, но теперь он смещает диод в прямом направлении и течёт через нагрузочную цепь. Напряжение на дросселе инвертируется и добавляется к напряжению входного источника питания. Когда преобразователь работает в установившемся режиме, выходное напряжение равно

$$V_{\text{out}} = V_{\text{in}} / (1 - DC), \quad (1.7)$$

где DC — коэффициент заполнения.

Это уравнение определяет выходное напряжение преобразователя вне зависимости от значений индуктивности, тока нагрузки и ёмкости выходного конденсатора при непрерывном режиме работы.

Для повышающих преобразователей требуются гораздо большие ёмкости, чем для понижающих преобразователей, так как именно конденсатор обеспечивает полный ток нагрузки, пока ключ замкнут.

На Рис. 1.4 изображены кривая выходного напряжения (нижний график) и кривая тока дросселя (верхний график) в установившемся режиме работы, обеспечивающем напряжение 20 В и ток 20 мА в нагрузочном резисторе. Как и для понижающего преобразователя, в непрерывном режиме работы ток пульсаций в дросселе не зависит от выходного тока. Обычно пиковый ток дросселя лишь немного превышает его средний ток.

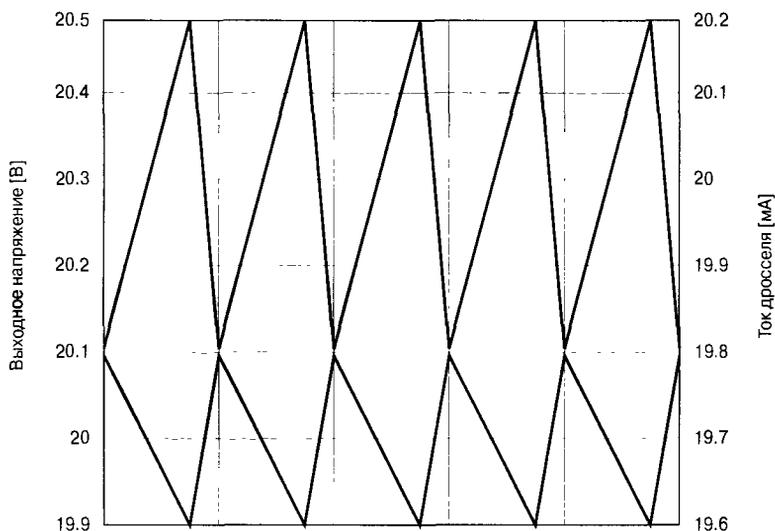


Рис. 1.4. Выходное напряжение и ток дросселя в повышающем преобразователе

Работа повышающего преобразователя возможна также в прерывистом режиме. Пульсации выходного напряжения в этом режиме выше (точно так же, как это было и для понижающего преобразователя), поскольку конденсатор должен обеспечивать ток нагрузки в те моменты времени, когда ток дросселя равен нулю. Ещё одной особенностью прерывистого режима работы повышающих преобразователей является очень большой пиковый ток, протекающий в ключе и в дросселе.

Можно вычислить входной ток в обоих режимах для заданного выходного тока. В схеме, пример которой изображён на Рис. 1.3, в непрерывном режиме работы средний входной ток составляет 80 мА. Уравнение (1.8) определяет средний входной ток для обоих режимов. Уравнение (1.9) задаёт пиковый входной ток для прерывистого режима работы.

$$I_{\text{in-avg}} = I_{\text{out-avg}} (1 / (1 - DC)), \quad (1.8)$$

$$I_{\text{in-peak}} = 2 I_{\text{out-avg}} ((1 - (V_{\text{out}}/V_{\text{in}})) / DC), \quad (1.9)$$

где $I_{\text{in-avg}}$ — средний входной ток, $I_{\text{out-avg}}$ — средний выходной ток, $I_{\text{in-peak}}$ — пиковый входной ток, DC — коэффициент заполнения.

Если схема в нашем примере работает с коэффициентом заполнения 0.25 (прерывистый режим) вместо 0.75 (непрерывный режим), то пиковый ток дросселя и ключа будет составлять 480 мА вместо 81.75 мА.

1.4. Инвертирующий повышающий преобразователь

На **Рис. 1.5** изображена схема идеального инвертирующего повышающего преобразователя. Ток от источника напряжения протекает через замкнутый ключ и дроссель, при этом в дросселе происходит накопление энергии. Ток в нагрузке в это время обеспечивается конденсатором, так как диод смещён в обратном направлении (закрыт). Когда ключ размыкается, ток продолжает течь через дроссель, что вызывает смещение диода в прямом направлении. Диод открывается, и ток дросселя поступает в цепь нагрузки. Так как одним из своих выводов дроссель «привязан» к общей точке, протекание тока дросселя при разомкнутом ключе приводит к появлению на выходе отрицательного напряжения.

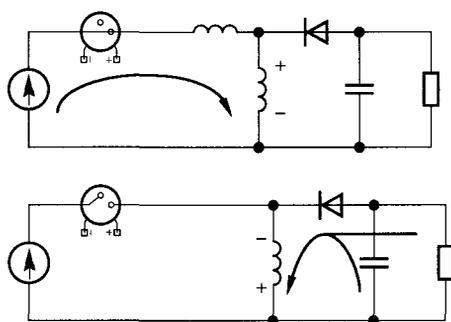


Рис. 1.5. Идеализированная модель инвертирующего повышающего преобразователя

В установившемся непрерывном режиме работы преобразователя выходное напряжение определяется уравнением (1.10). Как и для неинвертирующего преобразователя, выходное напряжение больше входного (или равно ему).

$$V_{\text{out}} = -V_{\text{in}} \times DC / (1 - DC), \quad (1.10)$$

где DC — коэффициент заполнения.

1.5. Комбинированный преобразователь

Если дополнить схему повышающего преобразователя ещё одним ключом и ещё одним диодом (**Рис. 1.6**), то получится комбинированный преобразователь, позволяющий создавать положительное напряжение, которое может быть как выше, так и ниже входного напряжения. Оба ключа замыкаются и размыкаются одновременно. Как и в повышающем преобразователе, дроссель накапливает энергию, пока ключи замкнуты, и отдаёт её в нагрузку при разомкнутых ключах. Диод $D1$ подключает один из выводов дросселя к общей точке, поэтому напряжение на дросселе может быть как выше, так и ниже входного напряжения.

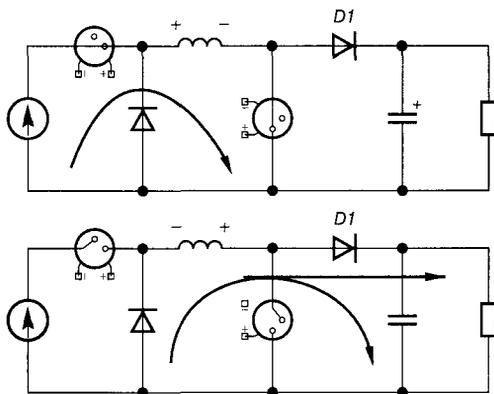


Рис. 1.6. Идеализированная модель комбинированного преобразователя

1.6. Преобразователи с трансформаторной развязкой

В автономных источниках питания, предназначенных для работы непосредственно от сети переменного тока, необходимо использовать трансформаторы с целью гальванической развязки нагрузки от сети. Трансформаторы применяются также в источниках питания, где подобная развязка необходима по другим причинам, например в медицинском оборудовании. В Табл. 1.1 приведены диапазоны мощностей и сложность для каждого из типов преобразователей. Любой из них может также применяться и за пределами указанных диапазонов, но в этом случае возрастают трудности при проектировании эффективного источника питания.

Таблица 1.1

Схема	Диапазон мощностей	Относительная сложность
Обратноходовая	1 Вт ... 100 Вт	Низкая
Прямоходовая	1 Вт ... 200 Вт	Средняя
Двухтактная	200 Вт ... 500 Вт	Средняя
Полумостовая	200 Вт ... 500 Вт	Высокая
Мостовая	500 Вт ... 2000 Вт	Очень высокая

Автономный сетевой источник питания по сути представляет собой источник постоянного тока (DC), который питает преобразователь постоянного напряжения в постоянное напряжение (DC/DC) с трансформаторной развязкой. Далее в этой главе мы сфокусируем внимание именно на схемах таких DC/DC преобразователей. Первичные сетевые источники постоянного тока будут подробно рассмотрены в главе 3.

На Рис. 1.7 изображён однотактный обратноходовой преобразователь. Может показаться, что в этом источнике питания использован трансформатор, но на самом деле это дроссель с двумя обмотками. Первичная обмотка дросселя исполь-

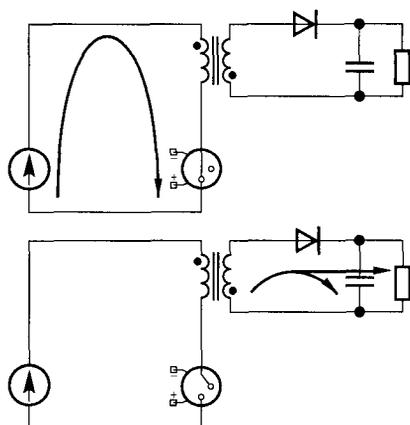


Рис. 1.7. Идеализированная модель однофазного обратного преобразователя

зается для накопления электромагнитной энергии, как в повышающем преобразователе. Обратите внимание, что фазировка обмоток противоположна той, что имеется в обычном трансформаторе. При замкнутом ключе происходит накопление энергии в сердечнике дросселя и во вторичной обмотке ток не течёт. Когда ключ размыкается, начинает течь ток во вторичной обмотке и энергия отдаётся в нагрузку. Напряжение на выходе определяется соотношением витков, как в трансформаторе. Обратный преобразователь является единственным (из работающих непосредственно от сети переменного тока) преобразователем, в котором используется дроссель; во всех остальных применяется трансформатор. Одним из достоинств обратного преобразователя является то, что нет необходимости в дополнительном сглаживающем фильтре. Энергия, накопленная в дросселе, «сбрасывается» непосредственно в конденсатор и нагрузку. В этом заключается также и недостаток, потому что в процессе накопления дросселем энергии ток в нагрузку поступает только из конденсатора. Напряжение пульсаций в обратном преобразователе сравнительно велико, что требует применения выходного конденсатора большой ёмкости.

На Рис. 1.8 изображён однофазный прямой преобразователь. Когда ключ замкнут, ток течёт как в цепи первичной, так и в цепи вторичной обмотки. Ток вторичной обмотки «заряжает» дроссель фильтра, как в понижающем преобразователе. Когда ключ размыкается, ток в дросселе, согласно уравнению (1.1), должен по-прежнему течь. Этому способствует коммутирующий диод $D2$ во вторичной цепи, который играет ту же роль, что и в понижающем преобразователе.

Реальные трансформаторы обладают ещё и паразитной индуктивностью, которую можно представить в виде дросселя, включенного последовательно с первичной обмоткой трансформатора. Первичный ток, текущий через эту паразитную катушку индуктивности, при размыкании ключа должен в соответствии с уравнением (1.1) продолжать течь. Когда ключ размыкается, ток и первичной, и вторичной обмотки прекращается. Ограничительная обмотка (на схеме слева)

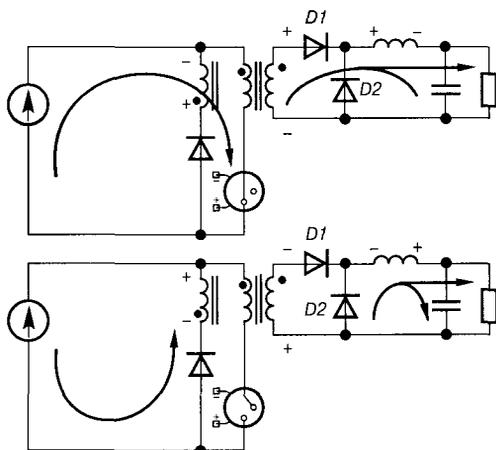


Рис. 1.8. Идеализированная модель однофазного прямоходового преобразователя

включена противофазно первичной и вторичной обмоткам, поэтому, когда ток в них перестаёт течь и магнитный поток в сердечнике трансформатора уменьшается, начинает течь ток в ограничительной обмотке. Этот ток размагничивает сердечник до остаточного значения магнитной индукции и обеспечивает его готовность к отработке следующего импульса. Ограничительная обмотка играет точно такую же роль, что и вторичная обмотка в обратноходовом преобразователе: она отдаёт энергию паразитной индуктивности обратно в первичный источник питания. Существуют и другие механизмы сброса магнитной индукции в сердечнике, мы рассмотрим их в главе 5.

На Рис. 1.9 изображён полумостовой преобразователь. Эта схема является высоковольтным аналогом двухтактного каскада транзисторно-транзисторной логики.

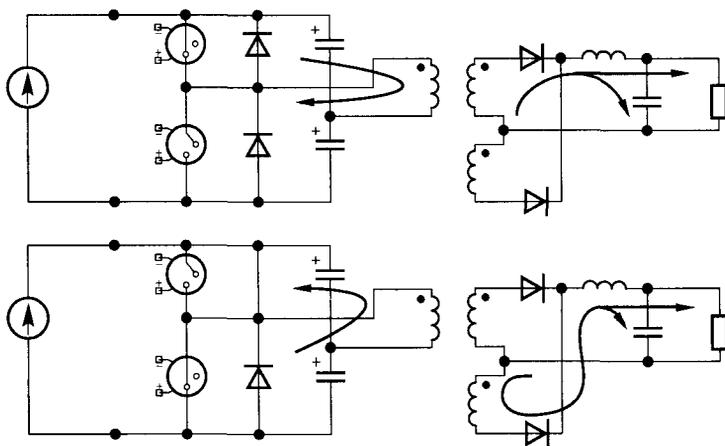


Рис. 1.9. Идеализированная модель полумостового преобразователя

ки (ТТЛ). Ключи замыкаются по очереди, благодаря чему на первичной обмотке трансформатора формируется двухполярное напряжение. Это обуславливает необходимость использования на выходе двухполупериодного выпрямителя. Ограничительная обмотка трансформатора не нужна, так как протекание тока вторичной обмотки обеспечивается наличием противофазно включённых выходных диодов. Конденсаторы образуют делитель напряжения, задающий на одном из выводов первичной обмотки половину входного напряжения. Эти конденсаторы всегда являются составной частью первичного источника постоянного тока (DC), поэтому они выполняют двойную функцию: делителя напряжения и накопителя заряда.

На **Рис. 1.10** изображён мостовой преобразователь. В нём для изменения направления тока через обмотки и магнитного потока в сердечнике используются четыре ключа.

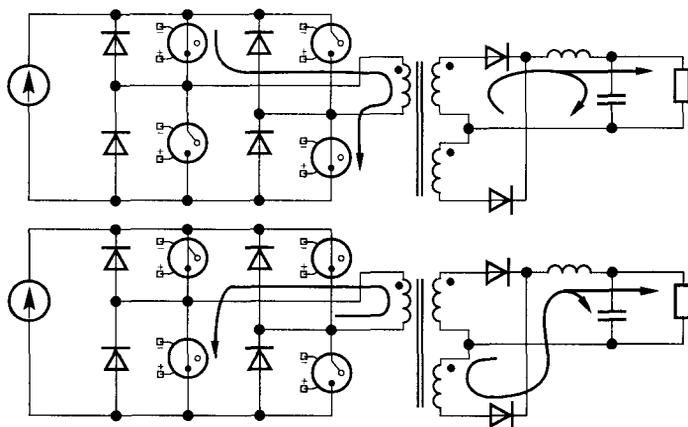


Рис. 1.10. Идеализированная модель мостового преобразователя

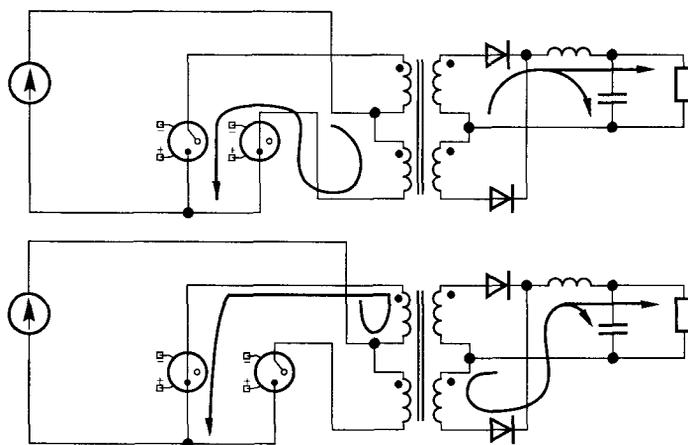


Рис. 1.11. Идеализированная модель двухтактного преобразователя

На **Рис. 1.11** изображён двухтактный преобразователь. Ключи размыкаются и замыкаются со сдвигом по фазе в 180 градусов, как в двухтактном звуковом усилителе класса В. Двухтактные преобразователи редко используются в автономных сетевых источниках питания, поскольку в них необходимо применять высоковольтные транзисторы и очень трудно контролировать поток магнитной индукции в трансформаторе. Современные ШИМ-преобразователи с управлением по току проектируются так, что двухтактные каскады используются в основном в низковольтных цепях.

1.7. Синхронное выпрямление

Во всех рассмотренных в этой главе схемах диоды используются в качестве ключей, управляемых напряжением. Смещённые в обратном направлении, они представляют собой разомкнутые ключи, а в прямом направлении — замкнутые. В качестве ключей могут также выступать полевые МОП-транзисторы (MOSFET). Если напряжение затвор-исток достаточно для отпириания транзистора, ток может течь через транзистор в том или другом направлении. Полевые транзисторы, применяемые в качестве ключей, имеют сопротивление в открытом состоянии от 0.01 Ом и ниже. Падение напряжения на диоде Шотки при токе 5 А составляет примерно 0.4 В, а мощность рассеяния — 2 Вт. Полевой транзистор с сопротивлением 0.01 Ом при токе 5 А рассеивает мощность 0.25 Вт. Поэтому применение полевого транзистора существенно повышает эффективность преобразователя. На **Рис. 1.12** изображён понижающий стабилизатор с использованием синхронного выпрямителя и идеальных пассивных компонентов. В этой схеме используется интегральная микросхема — идеальный контроллер понижающего преобразователя, который управляет полевыми транзисторами и обеспечивает обратную связь по напряжению. Когда открывается $Q1$, закрывается $Q2$, и наоборот. В этом примере показан только понижающий преобразователь, но подобным образом можно заменить диоды полевыми МОП-транзисторами во всех типах преобразователей.

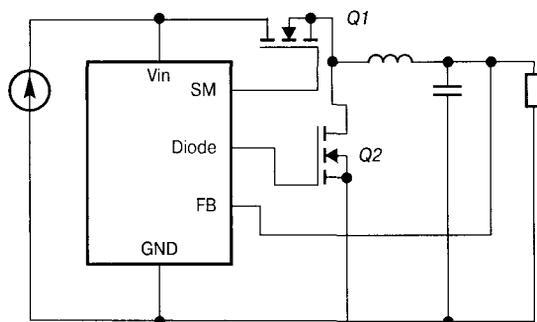


Рис. 1.12. Понижающий преобразователь с использованием в качестве ключей полевых МОП-транзисторов вместо диодов

1.8. Схемы с накачкой заряда

В схемах с накачкой заряда (Charge Pump) для увеличения или инвертирования входного напряжения используется конденсатор. Идеальный удвоитель напряжения изображён на **Рис. 1.13**. Конденсатор, коммутация которого в схему осуществляется с помощью двух ключей, называется «летающим» (вероятно, потому, что попеременная работа этих ключей напоминает взмахи крыльев). Сначала «летающий» конденсатор заряжается через ключи, а затем он коммутируется в цепь нагрузки последовательно с источником питания, чтобы получить выходное напряжение, превышающее входное.

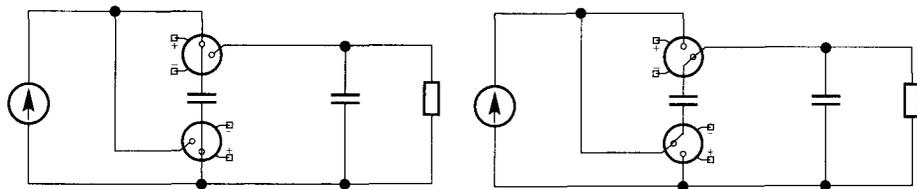


Рис. 1.13. Идеализированный удвоитель напряжения с накачкой заряда

На **Рис. 1.14** показан иной вариант расположения ключей, позволяющий на выходе схемы с накачкой заряда получать отрицательное напряжение, почти равное по абсолютной величине положительному входному.

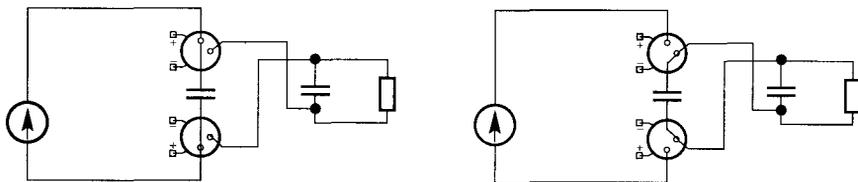


Рис. 1.14. Идеализированная схема с накачкой заряда и с инвертированием напряжения

Схемы с накачкой заряда применяются обычно там, где не требуется большой ток, например в источниках напряжения смещения для интегральных схем и усилителей на полевых транзисторах. Они не способны обеспечивать высокие значения тока без использования конденсаторов большой ёмкости. На практике выходной ток ограничен величиной примерно 250 мА.

Умножители напряжения также являются разновидностью схем с накачкой заряда. На **Рис. 1.15** показана типовая схема умножителя напряжения, управляемая двухтактным генератором прямоугольных импульсов. Здесь в качестве ключей, направляющих ток от генератора к выходному конденсатору, используются диоды.

На **Рис. 1.16** изображена понижающая схема с накачкой заряда. Выходное напряжение здесь меньше, чем входное, за счёт изменения коэффициента заполнения.

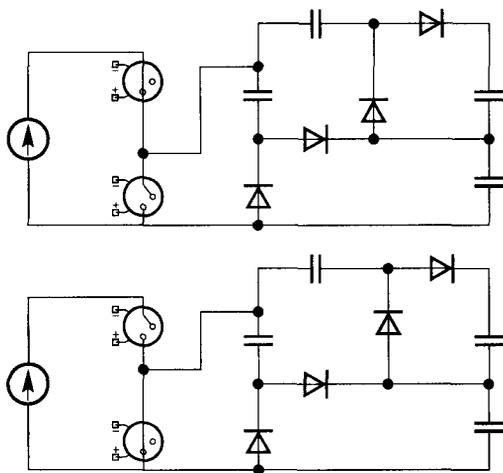


Рис. 1.15. Умножитель напряжения, управляемый прямоугольными импульсами

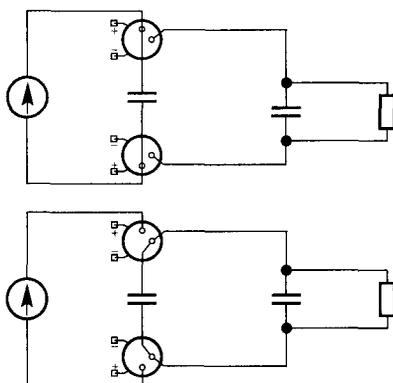


Рис. 1.16. Идеальная модель понижающей схемы с накачкой заряда

Схемы, представленные на Рис. 1.14 и Рис. 1.16, дают на выходе напряжение, которое по величине меньше входного. В выходной конденсатор может быть передана не вся энергия, накопленная в «летающем» конденсаторе. На процесс переключения влияет эквивалентное сопротивление схемы, которое зависит от частоты переключений, а также от относительных величин ёмкостей конденсаторов. На этом мы остановимся подробнее в главе 2.

СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

- Типовые схемы управления
- Усилитель ошибки
- Коррекция усилителя ошибки
- Последовательность испытания
- Типовой ШИМ-контроллер с управлением по напряжению
- Управление по току
- Типовой ШИМ-контроллер с управлением по току
- Схемы с накачкой заряда
- Многофазные ШИМ-контроллеры
- Резонансные контроллеры

В этой главе мы рассмотрим различные типы контроллеров, которые имеются в ассортименте производителей полупроводниковых приборов. Существует огромное количество разнообразных контроллеров, область применения каждого из которых так или иначе ограничена. При описании тех или иных схем я буду ссылаться на документацию соответствующих фирм-производителей. Эту документацию можно получить, скачав её с сайта производителя или связавшись с ним непосредственно.

2.1. Типовые схемы управления

Простейшее устройство управления представляет собой схему, формирующую импульсы переменной частоты и постоянной ширины, т. е. схему с частотно-импульсной модуляцией (ЧИМ). Изображённый на **Рис. 2.1** генератор (обычно это ждущий мультивибратор, подобный тем, что входят в состав таймера 555¹⁾) вырабатывает импульсы постоянной ширины. Как только напряжение на управляющем входе компаратора оказывается ниже опорного напряжения на другом его входе, компаратор переключается и запускает мультивибратор. При малых нагрузках, на выходе генератора будет импульсный сигнал низкой частоты с низким коэффициентом заполнения. С возрастанием нагрузки увеличивается и частота. Максимальная частота достигается при коэффициенте заполнения 50%. В дан-

¹⁾ Его отечественный аналог — таймер К1006ВИ1. — *Примеч. ред.*

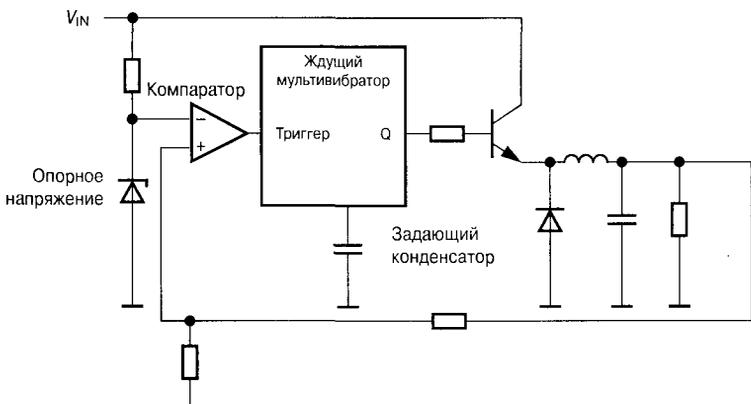


Рис. 2.1. Схема с частотно-импульсной модуляцией

ной схеме частота следования импульсов меняется в широком диапазоне, что может вызывать проблемы с электромагнитной совместимостью (ЭМС) и требует тщательно контролировать пульсации на выходе. Широко распространённая микросхема TL-497 фирмы Texas Instruments являет собой пример именно такого типа устройства управления.

Если частота следования импульсов постоянна, а их ширина меняется, т. е. используется широтно-импульсная модуляция (ШИМ), то обеспечить ЭМС оказывается проще, а пульсации на выходе схемы более предсказуемы и контролируемы. Базовая схема ШИМ-контроллера с управлением по напряжению изображена на Рис. 2.2.

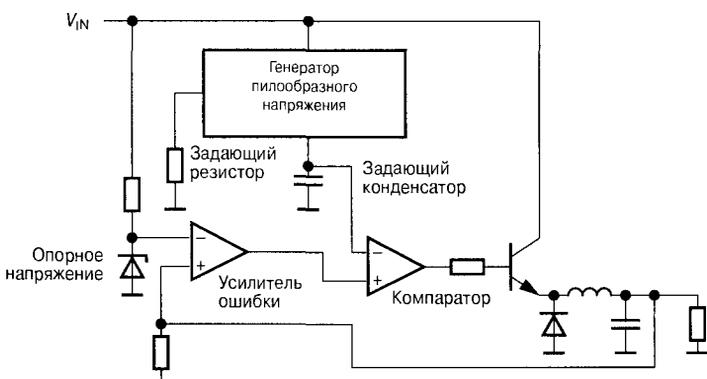


Рис. 2.2. ШИМ-контроллер с управлением по напряжению

Выходное напряжение преобразователя через делитель напряжения поступает на неинвертирующий вход усилителя ошибки, на выходе которого формируется масштабированный, с учётом опорного напряжения, сигнал ошибки (рассогласования). Для генерации пилообразного сигнала постоянной частоты используется

мультивибратор, такой, как в микросхеме 555. Как правило, зарядный ток времязадающего конденсатора определяется сопротивлением времязадающего резистора. Когда напряжение на конденсаторе достигает точки срабатывания, включается входящий в состав генератора пилообразного напряжения (ГПН) триггер и конденсатор быстро разряжается до напряжения отпускания. В результате сравнения напряжения на выходе усилителя ошибки и напряжения ГПН вырабатывается сигнал управления выходным ключом преобразователя, что иллюстрирует **Рис. 2.3**.

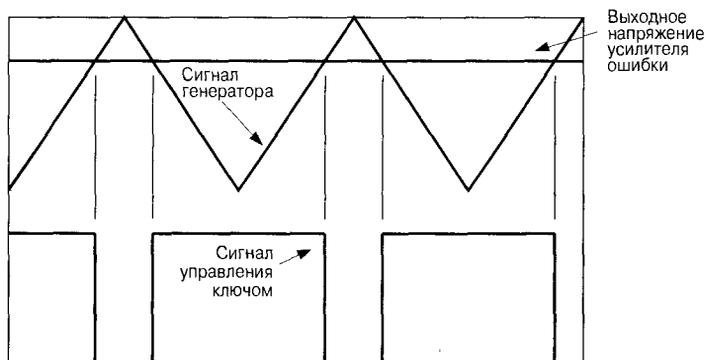


Рис. 2.3. Формирование напряжения, управляющего выходным транзисторным ключом преобразователя

Когда напряжение ГПН меньше выходного напряжения усилителя ошибки, ключ открывается (замыкается). Когда напряжение ГПН превышает выходное напряжение усилителя ошибки, ключ размыкается. Если напряжение ошибки меньше, чем минимальное значение пилообразного напряжения, то коэффициент заполнения составляет 100%; если напряжение ошибки превышает максимальную величину пилообразного напряжения, то коэффициент заполнения составляет 0%.

В обратных и повышающих преобразователях необходимо обеспечить некое минимальное значение интервала между импульсами¹⁾, с тем чтобы энергия, накопленная в дросселе, могла быть передана в выходную цепь. Некоторые схемы прямых преобразователей также требуют определённого значения интервала между импульсами. Современные ШИМ-контроллеры с управлением по напряжению снабжены механизмом, обеспечивающим коэффициент заполнения менее 100%. Минимальный интервал между импульсами обычно регулируется с помощью внешнего резистора.

ШИМ-управление по току имеет свои преимущества перед управлением по напряжению. Они заключаются в улучшенной переходной характеристике и более простом контуре управления. На **Рис. 2.4** изображена типовая схема ШИМ-контроллера с управлением по току. В этой схеме используется генератор

¹⁾ То есть коэффициент заполнения не должен достигать 100%. — *Примеч. ред.*

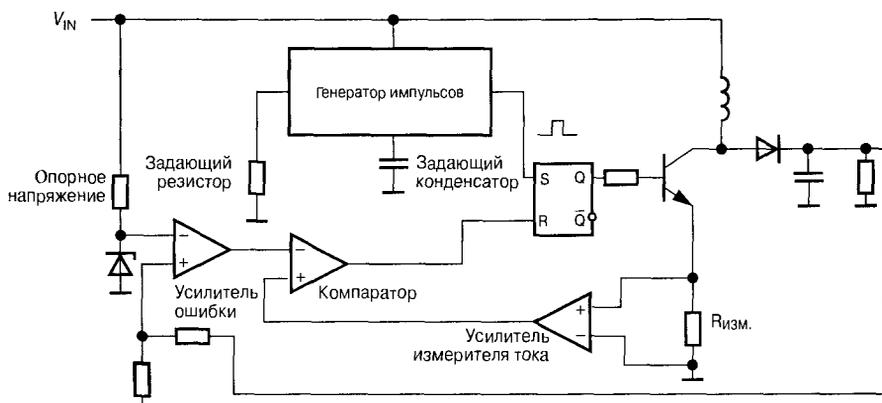


Рис. 2.4. Типовая схема ШИМ-контроллера с управлением по току

импульсов постоянной частоты. Очередной импульс с генератора, поступающий на вход установки (S) RS-триггера, устанавливает его выход в **ВЫСОКИЙ** уровень, что приводит к открыванию транзисторного ключа. Когда напряжение на токоизмерительном резисторе $R_{изм.}$ достигает величины задаваемого усилителем ошибки напряжения срабатывания компаратора, последний «сбрасывает» (переключает) триггер, в результате чего ключ размыкается (ток через транзистор больше не течет). Усилитель ошибки используется для регулировки точки срабатывания ключа по току так, чтобы тока дросселя хватило для поддержания выходного напряжения. По мере того как выходное напряжение достигает желаемого значения, сигнал ошибки «снижает» ток срабатывания, чтобы поддерживать средний ток дросселя постоянным.

2.2. Усилитель ошибки

На Рис. 2.5 изображены две типовых схемы включения усилителя ошибки для управления выходом преобразователя с положительным или с отрицательным выходным напряжением. Для того чтобы в схеме с отрицательным выходным напряжением

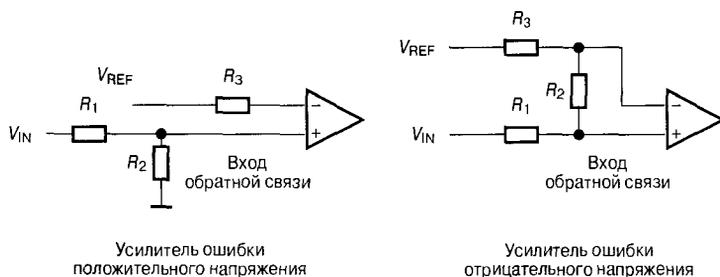


Рис. 2.5. Схемы включения усилителя ошибки для положительного и отрицательного выходных напряжений

жением входное напряжение усилителя было положительным, используется делитель, который подключается к источнику опорного напряжения. Схемы с ШИМ питаются от положительного однополярного источника питания. Следовательно, отрицательный потенциал на всех выводах, особенно усилителя ошибки и измерителя тока, не должен превышать величину падения напряжения на диоде.

Обратите внимание на резистор R_3 , подключённый к инвертирующему входу усилителя ошибки. Все дифференциальные усилители на биполярных транзисторах (в том числе операционные усилители и компараторы) используют в качестве входа базу транзистора. Для того чтобы перевести транзистор в режим усиления входного сигнала, необходимо обеспечить небольшой ток смещения базы. Этот ток, протекающий через резисторы R_1 и R_2 одновременно с током делителя напряжения, слегка изменяет напряжение на входе обратной связи. Это дополнительное входное напряжение вызывает небольшое смещение выходного напряжения усилителя, которое зависит от коэффициента усиления и сопротивлений R_1 и R_2 . Резистор R_3 имеет сопротивление, равное сопротивлению параллельно включенных резисторов R_1 и R_2 . Это обеспечивает изменение напряжения на обоих входах усилителя на одну и ту же величину, и, таким образом, влияние входного тока смещения компенсируется.

Выходной каскад усилителя ошибки можно представить как цепь постоянного тока с резистивной нагрузкой. Вместо сопротивления в качестве нагрузки выходного транзистора выступает источник тока, а выходной ток делится между выходным транзистором и нагрузкой. Это похоже на цифровую схему с открытым коллектором, за исключением того, что транзистор работает на линейном участке характеристики. Выходы нескольких схем с «открытым коллектором» могут быть объединены (так называемое «монтажное ИЛИ») подобно тому, как это делается для цифровых схем с открытым коллектором. Цепь, снижающая в этом случае выходное напряжение до наименьшего из объединяемых напряжений, управляет также и напряжением на входе ШИМ-компаратора. Источник тока, нагружающий выходной транзистор, обуславливает его работу в качестве управляемого напряжением усилителя тока, а не усилителя напряжения. Коэффициент усиления по напряжению равен коэффициенту усиления по току, помноженному на сопротивление нагрузки.

2.3. Коррекция усилителя ошибки

Классическая теория управления с обратной связью охватывает обширный класс электронных систем. С помощью теории управления могут быть проанализированы операционные усилители с замкнутой цепью обратной связи, электро-механические сервоприводы, контуры фазовой автоподстройки частоты, линейные и импульсные источники питания. Подробное рассмотрение теории обратной связи лежит за рамками данной книги. Очень удачно влияние передаточной функции (ПФ) анализирует Томас Фредериксен в главе 4 своей книги «Операционные усилители» (Thomas Frederiksen, “Intuitive IC Op Amps”, National Semiconductor Technology Series, 1984). Он описывает, как наличие полюсов и нулей передаточной функции может стабилизировать или приводить к самовозбуж-

дению систему с замкнутой петлёй обратной связи. Краткое описание базовых принципов частотной коррекции усилителя приведено также в пользовательской инструкции 18 фирмы Linear Technology. Более глубокий анализ этих принципов можно найти в учебниках по теории управления.

Усилитель ошибки в ШИМ-контроллере не совсем эквивалентен обычному операционному усилителю, такому, как 741 или 1458. Операционные усилители имеют внутреннюю схему коррекции, которая сдвигает первый полюс передаточной функции за границу 100 Гц (обычно ниже 5 Гц). Наличие этого полюса оказывает доминирующее влияние на общие характеристики усилителя с замкнутой цепью обратной связи, снижая коэффициент усиления с ростом частоты. Усилитель ошибки в ШИМ-контроллере обычно не имеет внутренней схемы коррекции. С целью частотной коррекции усилителя ошибки вводится внешний контур обратной связи, что добавляет в ПФ системы дополнительные полюсы и нули.

Фазовая задержка в петле обратной связи импульсного источника питания может увеличиваться вследствие целого ряда причин. Основной вклад вносят дроссель и конденсатор фильтра, а именно их эквивалентные последовательные сопротивления (ЭПС). Комбинация дросселя и конденсатора в выходной цепи эквивалентна последовательной резонансной цепи, вносящей в передаточную характеристику два комплексных полюса. Передаточная характеристика изменяется в соответствии с колебаниями тока нагрузки и напряжения питания. Выходной конденсатор и его ЭПС формируют нуль ПФ, а нагрузка и выходной конденсатор образуют полюс. На Рис. 2.6 изображена эквивалентная схема, состоящая из выходного конденсатора, ЭПС и сопротивления нагрузки. Заметим, что ЭПС участвует в формировании как полюса, так и нуля.

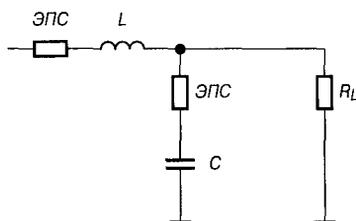


Рис. 2.6. Эквивалентные последовательные сопротивления дросселя и конденсатора фильтра

Задача коррекции состоит в том, чтобы обеспечить быстрый отклик конечного источника питания на изменения нагрузки и входного напряжения, но исключить возможность самовозбуждения. Сильно демпфирующая коррекция гарантирует отсутствие самовозбуждения, но реакция на быстрые изменения входных или выходных параметров будет слишком медленной, что может также привести к значительным перегрузкам в случае короткого замыкания. С другой стороны, слишком быстрая реакция приведёт к самовозбуждению в цепи управления.

На Рис. 2.7 изображена типовая схема коррекции для понижающего или прямоходового преобразователя. Резистор с конденсатором добавляют полюс в передаточную характеристику. Эту схему коррекции необходимо оптимизировать как

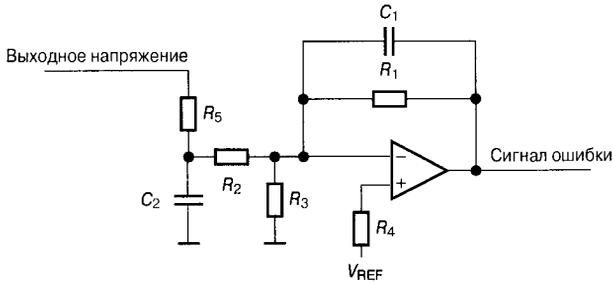


Рис. 2.7. Типовая схема коррекции для понижающего или прямоходового преобразователя

по коэффициенту усиления, так и по частоте. Резистор и конденсатор выступают в качестве демпфера с целью снижения добротности цепи.

На Рис. 2.8 изображена типовая схема коррекции для повышающего и обратного преобразователей, работающих в непрерывном режиме. Все повышающие и обратные преобразователи с непрерывным током дросселя имеют нуль в правой полуплоскости передаточной характеристики. Поэтому в передаточную характеристику контура обратной связи требуется добавить второй полюс. Этот полюс должен снижать коэффициент усиления на частотах, меньших частоты нуля в правой полуплоскости. Полюсы и нули в правой полуплоскости передаточной характеристики соответствуют откликам, интенсивность которых постоянно возрастает со временем. Влияние нуля в правой полуплоскости можно наглядно продемонстрировать, если запустить повышающий преобразователь, рассчитанный без второго полюса. Выходное напряжение совершит катастрофический скачок вверх.

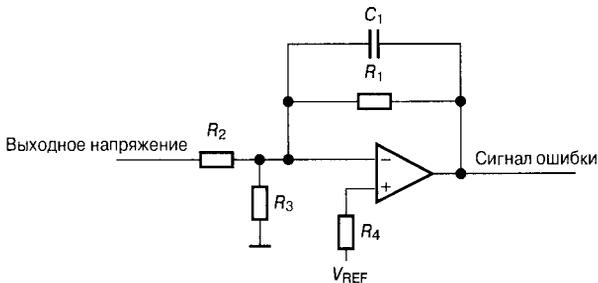


Рис. 2.8. Типовая схема коррекции для повышающего или обратного преобразователя в непрерывном режиме работы

Ни в одной из инструкций по применению от производителей интегральных схем не приводится точный метод математического расчёта переходной характеристики импульсного источника питания. Инструкция U-95 фирмы Texas Instruments содержит некое руководство по расчёту схем коррекции линейного источника питания, которое можно применить и для анализа импульсного источ-

ника питания. Впрочем, если вы хорошо знаете математику, то эта книга вам скорее всего не понадобится.

Я предпочитаю описанный в инструкциях 19 и 25 фирмы Linear Technology эмпирический метод определения оптимальности схемы коррекции, в котором используется не частотный, а временной анализ. В этих инструкциях содержится описание серии контроллеров с управлением по току LT1070, но указанная методика применима ко всем импульсным источникам питания, имеющим усилитель тока ошибки.

На Рис. 2.9 изображена испытательная установка, основанная на инструкциях от Linear Technology. Потребуется три элемента испытательного оборудования. Во-первых, переменная нагрузка. Она может быть активно регулируемой или состоять из простого набора мощных резисторов. Во-вторых, осциллограф для наблюдения переходной характеристики источника питания. И наконец, генератор, который будет вносить в нагрузку изменения. Нас интересует только отклик на эти изменения, поэтому между выходом источника питания и входом осциллографа мы поместим фильтр нижних частот. Таким образом, мы будем наблюдать только постоянную составляющую без высокочастотного сигнала коммутаций. Осциллограф нужно синхронизировать с выходом генератора.

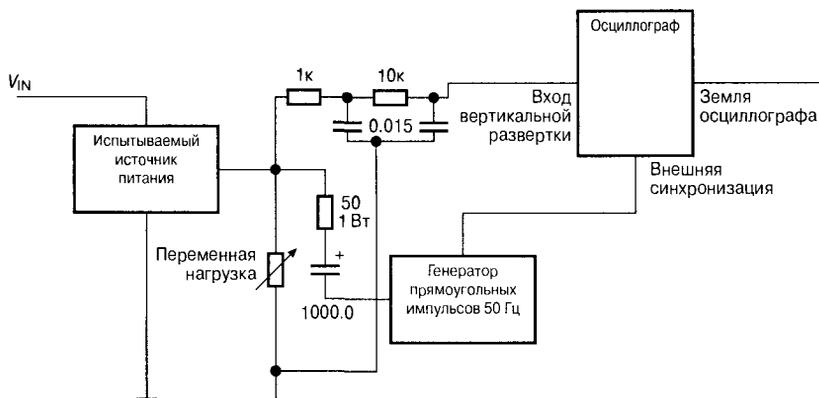


Рис. 2.9. Испытательная установка для настройки схемы коррекции в импульсных источниках питания

2.3.1. Последовательность испытания

1. Начнём с того, что выберем для элементов цепи коррекции следующие номиналы: 1 кОм и 2 мкФ. Это нагрузит усилитель ошибки по высоким частотам и создаст доминирующий полюс ПФ благодаря ёмкости и нагрузке цепи ШИМ. В передаточной характеристике будет присутствовать также и нуль, вызванный наличием сопротивления, но его влияние будет очень незначительным.
2. Проверьте, чтобы в заземлении не было замкнутых контуров, для этого подключите щуп канала 1 осциллографа к земле. Если при этом на экране осциллографа виден какой-либо сигнал, нужно изолировать осциллограф или генератор, разорвав цепь защитного заземления. В целях электробезопасности

между испытательным оборудованием и линией питания необходимо включить разделительный трансформатор.

Помните, что, разрывая цепь защитного заземления, вы должны соблюдать предельную осторожность в обращении с испытательным оборудованием.

3. Настройте генератор таким образом, чтобы получить на его выходе сигнал прямоугольной формы с амплитудой 5 В. Это даст в контуре управления перепад тока 100 мА. Если положительный и отрицательный перепады при малой нагрузке не одинаковы, уменьшите амплитуду сигнала на выходе генератора.
4. Добейтесь, чтобы отклик был сильно демпфированным. Если демпфирование недостаточное, увеличьте сопротивление резистора. В крайнем случае можно увеличить и ёмкость конденсатора, главное — начать с сильно демпфированного режима работы.
5. Пошагово уменьшайте ёмкость конденсатора в 2 раза на каждом шаге до тех пор, пока не появится едва заметный отклик. Этим вы смещаете частоту полюса выше и расширяете диапазон усиления.
6. Пошагово увеличивайте сопротивление резистора в 2 раза на каждом шаге (при этом задержка отклика уменьшается) до тех пор, пока отклик снова не станет сильно демпфированным. Увеличение сопротивления резистора смещает нуль ниже по частоте, тем самым выравнивая переходную характеристику к средним частотам.
7. Дискретно уменьшая одновременно и сопротивление резистора, и ёмкость конденсатора, добейтесь быстрого демпфированного отклика. Таким образом, вы сможете определить, каковы максимальное сопротивление и минимальная ёмкость, при которых не возникает колебаний и в то же время обеспечивается быстрая стабилизация выходного напряжения.
8. Теперь мы должны проверить, достаточен ли запас по коэффициенту усиления и фазе для всех условий работы. Одной из самых больших проблем является нуль, наличие которого в ПФ обусловлено влиянием выходного конденсатора и его ЭПС. ЭПС конденсатора сильно зависит от температуры. Если работа источника питания осуществляется в условиях очень низких температур, ЭПС возрастает на несколько порядков. Параметрическое испытание заключается в обеспечении такого режима, когда самовозбуждение не происходит при всех возможных комбинациях температуры, нагрузки и входного напряжения. Хорошим практическим методом является установка небольшого передемпфирования при экстремальной температуре, тем самым обеспечивается стабильная работа во всём температурном диапазоне.

2.4. Типовой ШИМ-контроллер с управлением по напряжению

Интегральная микросхема (ИС) семейства 1526А представляет собой типовой полнофункциональный ШИМ-контроллер второго поколения с управлением по напряжению. Он подходит для работы в качестве преобразователя DC/DC или в качестве сетевого контроллера на частотах до 100 кГц. Этот контроллер идеально

подходит для двухтактных, полумостовых и мостовых схем, поскольку имеет два выхода. На Рис. 2.10 изображена блок-схема контроллера.

Для корректной работы внутренней схемы требуется стабилизированное, регулируемое напряжение. Для стабилизации опорного напряжения используется прецизионный термокомпенсированный линейный стабилизатор. Он способен выдавать во внешние цепи ток 20 мА. Падение напряжения на стабилизаторе составляет 2 В, поэтому минимальное напряжение источника питания равняется 7 В. В контроллере 1526А точность задания опорного напряжения составляет до $\pm 1\%$.

Схема блокировки при пониженном напряжении сравнивает опорное напряжение с внутренним эталонным уровнем. Она переводит вход сброса микросхемы в НИЗКИЙ уровень, блокирует её выходы и ограничивает через диод выходное напряжение усилителя ошибки, исключая, таким образом, возможность появления на выходе паразитных импульсов до тех пор, пока вся схема не получит достаточного для корректной работы напряжения. Блокировка отключается, когда опорное напряжение достигает величины 4.4 В. Компаратор блокировки имеет гистерезис 200 мВ. Если после срабатывания компаратора, отключающего схему блокировки, опорное напряжение вновь падает ниже 4.4 В, схема блокировки не активизируется до тех пор, пока величина опорного напряжения не снизится до 4.2 В. Этим предотвращаются шумы от ложных сбросов при медленном возрастании опорного напряжения.

Сразу после прекращения действия схемы блокировки входа сброса при пониженном напряжении осуществляется обычная последовательность «мягкого» запуска. Конденсатор мягкого запуска подключается к выходу усилителя ошибки через транзисторный фиксатор, который служит для того, чтобы ограничить уровень выходного напряжения усилителя ошибки и вследствие этого максимальную ширину импульсов. Таким образом, в процессе запуска системы ограничиваются ток в дросселе и скорость нарастания выходного напряжения. Ограничение осуществляется до тех пор, пока конденсатор не зарядится до 5 В. Конденсатор мягкого запуска заряжается постоянным током 100 мкА (типовое значение), поэтому можно вычислить длительность мягкого запуска, используя формулы, определяющие конденсатор и ток через него:

$$Q = C \times V \text{ и } I = \Delta Q / \Delta t. \quad (2.1)$$

Если продифференцировать обе части уравнения для конденсатора, то получим

$$I = C \times \Delta V / \Delta t. \quad (2.2)$$

I постоянен и равен 100 мкА, а ΔV равно 5 В (от сброса до полной зарядки), поэтому мы можем найти соотношение между ёмкостью и временем, выполнив перестановку в уравнении 2.2.

$$C / \Delta t = 100 \text{ мкА} / 5 \text{ В} = 20 \text{ мкФ/с}. \quad (2.3)$$

Полученное значение является приближённым, так как зарядный ток может варьироваться от 50 до 150 мкА. К тому же уже задолго до того, как конденсатор

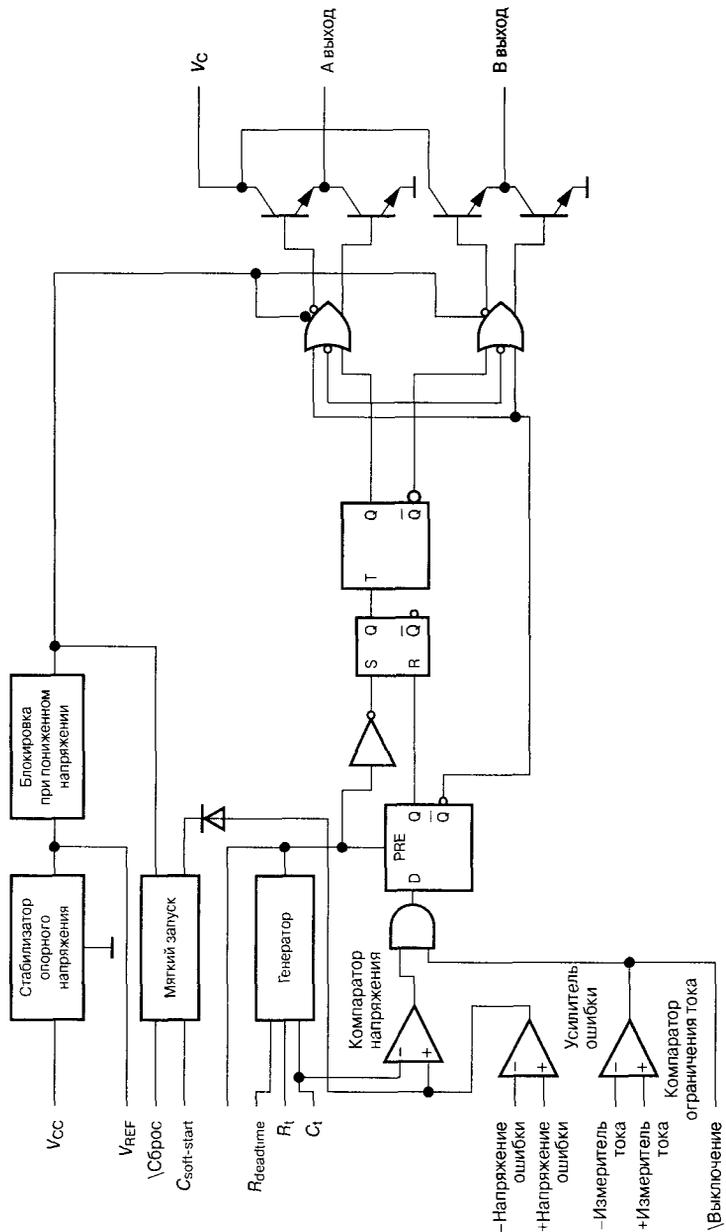


Рис. 2.10. Блок-схема ШИМ-контроллера с управлением по напряжению 1526А

полностью зарядится, работа системы будет определяться не цепью «мягкого» запуска, а основным контуром управления.

Необходимость мягкого запуска вызвана тем, что через дроссель преобразователя при приложении к нему полного напряжения входного источника питания протекает большой ток. Вполне вероятно, что этот ток в сочетании с зарядным током выходного конденсатора будет возрастать так быстро, что выходное напряжение превысит заданное значение на сотни милливольт или даже на несколько вольт. Схема мягкого запуска осуществляет защиту диодов и ключевых транзисторов от чрезмерных токов в процессе запуска и обеспечивает ослабление отклика на очень большой скачок входного напряжения.

Генератор ИС 1526А, кроме стандартных выводов для подключения времязадающих резистора и конденсатора (R_t , C_t), имеет ещё и вход управления длительностью межимпульсного интервала (паузы). Если вход $R_{\text{паузы}}$ генератора заземлён, длительность этой паузы определяется параметрами цепи разряда в генераторе. Если вход $R_{\text{паузы}}$ соединить с землёй через резистор, межимпульсный интервал увеличится. Согласно справочным данным на микросхему 1526А величина этого увеличения составляет 400 нс/Ом при рабочей частоте 40 кГц. Для других частот информация отсутствует, поэтому сопротивление резистора $R_{\text{паузы}}$ необходимо определить экспериментальным путём. Из справочных данных очевидно, что семейство 1526А было разработано в то время, когда типовым значением рабочей частоты было 20 кГц. Увеличение межимпульсного интервала необходимо в тех случаях, когда в качестве ключей в двухтактных или мостовых схемах применяются относительно медленные биполярные транзисторы. Биполярные ключи накапливают на переходе база-коллектор заряд, наличие которого не позволяет транзистору закрываться до тех пор, пока этот заряд не «рассосётся». Увеличение межимпульсного интервала обеспечивает в двухтактной ключевой схеме полное закрытие одного транзистора до того, как начнёт открываться другой.

Генератор имеет также вход синхронизации, который позволяет осуществлять её с внешним генератором или другим контроллером. Некоторые системы состоят из нескольких ШИМ-контроллеров. Наличие входа синхронизации позволяет всем контроллерам точно поддерживать частоту и фазу, и потому такие схемы можно подключать параллельно. Ведущий контроллер 1526А настраивается (с помощью R_t , $R_{\text{паузы}}$ и C_t) на соответствующую частоту. На входы C_t всех ведомых контроллеров (они должны быть соединены вместе) поступает один и тот же пилообразный внешний сигнал. Все входы синхронизации также должны быть объединены. Входы R_t ведомых контроллеров остаются «висеть в воздухе».

Если понадобится, вход синхронизации можно использовать для синхронизации контроллера с внешним тактовым генератором. Для того чтобы синхронизироваться от внешнего логического сигнала, нужно установить¹⁾ частоту внутреннего генератора контроллера примерно на 10% ниже желаемого значения. Логическая схема должна подавать на вход синхронизации короткие импульсы (порядка 500 нс). Эти импульсы прерывают фазу заряда в генераторе и перезапускают цикл.

¹⁾ С помощью элементов R_t , $R_{\text{паузы}}$ и C_t . — *Примеч. ред.*

Выводы синхронизации, сброса и выключения являются двунаправленными, активизируемыми НИЗКИМ уровнем, цифровыми входами/выходами. На **Рис. 2.11** изображено, как схема двунаправленного входа/выхода с открытым коллектором и встроенным «подтягивающим» резистором используется для подключения к внутренним цепям контроллера. Вывод выключения может использоваться в случае неполадок, требующих немедленного выключения контроллера. Второй функцией вывода выключения является индикация активности компаратора ограничения тока. НИЗКИЙ уровень на входе выключения блокирует выходные ключи. Вход сброса служит для управления разрядом конденсатора мягкого запуска и ограничения выходного напряжения усилителя ошибки. Процесс мягкого запуска начинается, когда уровень напряжения на входе сброса меняется с НИЗКОГО на ВЫСОКИЙ. Каждый из этих входов совместим с логикой TTL или КМОП.

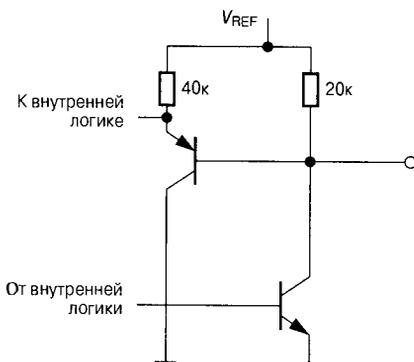


Рис. 2.11. Принципиальная схема двунаправленных входов/выходов в 1526А

В контроллере 1526А реализовано цифровое ограничение тока. Компаратор измерителя тока выдаёт логический сигнал прерывания выходного импульса. Это позволяет контроллеру прерывать каждый выходной импульс, если достигается предельный уровень тока. Не следует путать этот процесс с управлением ШИМ по току, когда точка срабатывания компаратора зависит от величины сигнала ошибки. В данном же случае порог ограничения тока фиксирован. Инвертирующий вход усилителя измерителя тока имеет внутреннюю схему опорного напряжения 100 мВ, поэтому в случае реализации однополярного измерителя тока этот инвертирующий вход можно заземлить. Это позволяет использовать для измерения тока резистор с очень низким сопротивлением, что минимизирует потери.

В других ИС контроллеров, например в SG2524, используется дифференциальный усилитель, который вычитает напряжение из выходного напряжения усилителя ошибки и уменьшает ширину выходного импульса. Блок-схема SG2524 изображена на **Рис. 2.12**.

Вследствие наличия внутренних шумов компаратора возможна генерация «ложных» импульсов. Чтобы исключить это, в генераторе ШИМ-импульсов контроллера 1526А предусмотрены специальные цифровые логические схемы. ШИМ-компаратор сравнивает пилообразное напряжение генератора с напряже-

ки запирающего нижнего транзистора. Для ограничения тока короткого замыкания в ключе следует использовать резистор небольшого сопротивления, включённый последовательно с входом V_C . Контроллер 1526A является усовершенствованной версией микросхемы 1526, и время короткого замыкания в нём снижено до 50 нс. Но и в этом случае всё же требуется использовать токоограничивающий резистор.

На **Рис. 2.13** изображена типовая схема управления ключами на полевых транзисторах. Выходные транзисторы контроллера 1526A способны выдавать или потреблять ток 100 мА. Процессы заряда и разряда собственной ёмкости полевого транзистора могут вызывать протекание довольно существенных токов. Резистор, включённый между выходом контроллера 1526A и затвором полевого транзистора, защищает выходные транзисторы контроллера, ограничивая пиковый ток. Ёмкость сток-затвор обычно достаточно велика и может передать индуктивные выбросы напряжения из цепи стока в цепь затвора. Диод Шоттки защищает выход контроллера от отрицательного напряжения, превышающего 0,3 В (по отношению к общему выводу микросхемы).

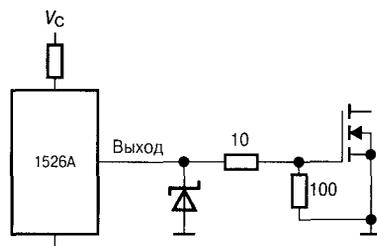


Рис. 2.13. Типовая схема управления ключом на полевом транзисторе

2.5. Управление по току

На **Рис. 2.14** приведена базовая схема ШИМ-контроллера с управлением по току в повышающем преобразователе. Эта схема имеет два контура управления. Внешний контур предназначен для измерения выходного напряжения и подачи сигнала ошибки во внутренний контур. Внутренний контур сравнивает сигнал ошибки с сигналом, зависящим от тока дросселя, и «решает», когда запирает ключ, что и определяет ширину импульса. Ширина импульса в большей степени зависит от тока дросселя, чем от сигнала ошибки.

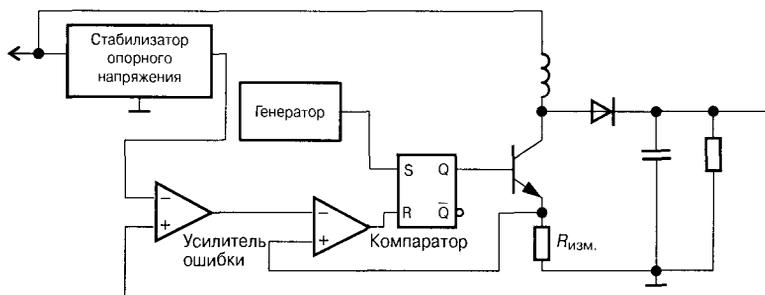


Рис. 2.14. Базовая схема ШИМ-контроллера с управлением по току

Генератор начинает каждый цикл, устанавливая ВЫСОКИЙ уровень на выходе триггера-защёлки ШИМ, открывая тем самым выходной ключ. Усилитель ошибки вырабатывает сигнал, который используется для сравнения с сигналом, зависящим от тока дросселя. Когда этот сигнал сравнивается с сигналом ошибки, компаратор сбрасывает в НИЗКИЙ уровень триггер-защёлку выхода и ключ закрывается. Если выходное напряжение уменьшается, сигнал ошибки возрастает, что приводит к увеличению пикового тока в следующем импульсе.

Контроллер с управлением по току обладает рядом преимуществ перед контроллером с управлением по напряжению. Первое из них состоит в том, что ток дросселя напрямую зависит от напряжения ошибки, поэтому при анализе схемы методом малых сигналов дроссель можно заменить источником тока, управляемым напряжением. Этим «убирается» один порядок передаточной функции. Контур управления в данном случае скорректировать проще, чем для схемы с управлением по напряжению. Другим преимуществом является то, что изменения входного напряжения питания не влияют на процесс коррекции. Пиковый ток в дросселе зависит от напряжения на нём. Если входное напряжение падает, то это приводит лишь к увеличению времени нарастания тока дросселя до необходимого значения и к соответствующему увеличению времени запираания ключа компаратором.

Проектирование контроллеров с управлением по току не обходится и без определённых проблем. Когда коэффициент заполнения ШИМ превышает 50%, а через дроссель непрерывно протекает ток, в контроллерах возникают так называемые субгармонические колебания. Внутренний контур управления по току сохраняет устойчивость, пока коэффициент заполнения ниже 50%. Когда же коэффициент заполнения превышает 50%, выходной сигнал становится нестабильным под воздействием внутренних шумов или пульсаций. Средний ток дросселя будет по-прежнему управляем с помощью усилителя ошибки, но будут наблюдаться его колебания на субгармониках¹⁾ частоты коммутации. Для рабочей частоты 40 кГц ток дросселя содержит субгармонические составляющие 20 кГц, 10 кГц и т. д., в результате чего в дросселе и других компонентах схемы могут возбуждаться звуковые колебания, слышимые человеческим ухом. Контроллер с управлением по току можно стабилизировать путём коррекции крутизны нарастания выходного сигнала. Такая коррекция обычно выполняется подачей напряжения с конденсатора генератора либо на усилитель измерителя тока, либо на усилитель ошибки и заключается в том, что управление точкой срабатывания компаратора осуществляется не постоянным напряжением, а пилообразным сигналом с частотой коммутации. Ток срабатывания снижается с увеличением коэффициента заполнения. При достижении в ходе коррекции определённой минимальной крутизны можно гарантировать, что полученная система безусловно устойчива. Процесс коррекции описывается следующим неравенством:

$$S_{\text{COMPENSATION}} \geq S_{\text{CHARGE}} (2DC - 1) / (1 - DC), \quad (2.4)$$

¹⁾ В отличие от гармоник, частота которых кратна частоте исходного сигнала и выше её, частота субгармоник кратна частоте исходного сигнала и ниже её. — *Примеч. ред.*

где $S_{\text{COMPENSATION}}$ — крутизна нарастания напряжения коррекции, S_{CHARGE} — крутизна нарастания сигнала заряда дросселя, DC — коэффициент заполнения.

К счастью, большинство современных микросхем с управлением по току снабжено внутренней схемой коррекции крутизны нарастания, которая может использоваться в готовом виде либо модифицироваться в случае необходимости этого. Для устаревших компонентов, таких, как 1846А, расчёт величины коррекции крутизны нарастания можно произвести на основании документации производителя или справочных данных. Инструкция U-97 фирмы TI и инструкция 19 фирмы Linear Technology содержат подробные описания такой коррекции.

2.6. Типовой ШИМ-контроллер с управлением по току

Микросхема 1846А — типичный представитель контроллеров третьего поколения. Функциональная схема контроллера 1846А приведена на **Рис. 2.15**. Генератор и источник опорного напряжения в основном аналогичны применяемому в контроллере 1526А. Генератор в 1846А может синхронизироваться с другим контроллером 1846А или с внешним генератором, так же как это осуществляется в контроллере 1526А. Схема блокировки при пониженном напряжении отличается тем, что отслеживает величину входного напряжения, а не опорного. Схема блокирует работу контроллера, пока входное напряжение ниже 8 В. Блокировка осуществляется с гистерезисом 0.75 В, чтобы шумы или медленное нарастание входного напряжения не привели к нестабильности в работе устройства.

Усилитель ошибки является усилителем тока с выходом типа «открытый коллектор», как и аналогичный усилитель в 1526А.

Усилитель измерителя тока представляет собой дифференциальный усилитель напряжения с коэффициентом усиления, равным трём. Дiode и источник напряжения 0.5 В, включенные последовательно с инвертирующим входом ШИМ-компаратора, ограничивают напряжение на нём до величины около 3.5 В (сигнал ошибки с максимальной амплитудой 4.6 В минус 0.5 В и минус падение напряжения на диоде). Это означает, что если выходное напряжение усилителя измерителя тока¹⁾ превышает 3.5 В, то компаратор не будет выключаться²⁾. Таким образом, напряжение на выходе измерителя тока не должно превышать 1.1 В, что соответствует примерно втрое большему напряжению на выходе усилителя измерителя тока.

Диапазон синфазных сигналов для инвертирующего и неинвертирующего входов этого усилителя составляет $V_{\text{вх}} - 3$ В. Это позволяет использовать усилитель измерителя тока в повышающей, понижающей, прямоходовой и обратноходовой схемах. На **Рис. 2.16** показаны три различных способа реализации схемы измерения тока. Резистор и конденсатор на **Рис. 2.16(а)** служат для демпфирования переходных процессов (выбросов) при включении транзисторного ключа. И в биполярных, и в полевых ключах существует паразитная связь между высоко-

¹⁾ Это напряжение поступает на инвертирующий вход ШИМ-компаратора. — *Примеч. ред.*

²⁾ При этом коэффициент заполнения выходных импульсов будет равен 100%. — *Примеч. ред.*

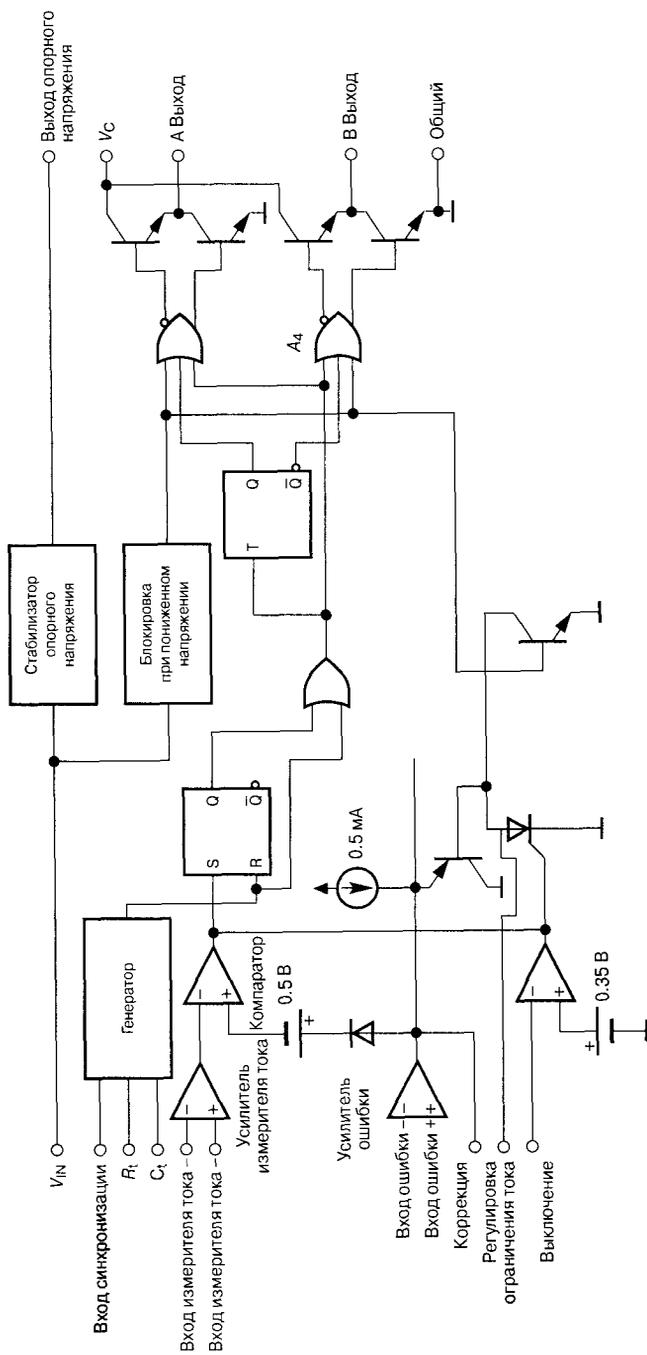


Рис. 2.15. Функциональная схема контроллера 1846А

вольтной рабочей зоной ключа (соответственно коллектор или сток) и токоизмерительным резистором. Выброс, который проникает в токоизмерительную цепь, может вызвать ложное прерывание выходного импульса ШИМ-контроллера. Резистор и конденсатор¹⁾ ограничивают скорость нарастания сигнала и компенсируют эффект выброса.

В понижающих преобразователях требуется, чтобы входное напряжение хотя бы на 3 В превышало выходное напряжение, если используется токоизмерительный резистор. В схемах, не обеспечивающих достаточный диапазон синфазных сигналов или когда необходимо обеспечить полную гальваническую развязку (например, в мостовых схемах), управление усилителем ограничения тока может осуществляться через разделительный трансформатор тока. Такой трансформатор предпочтительно также использовать в силовоточных схемах, потому что он позволяет понизить напряжение на входе измерителя тока и, следовательно, потребляемую им мощность. Диод в схеме на **Рис. 2.16(в)** используется для того, чтобы отрицательный, относительно земли, потенциал на неинвертирующем входе усилителя не превышал величины падения напряжения на диоде.

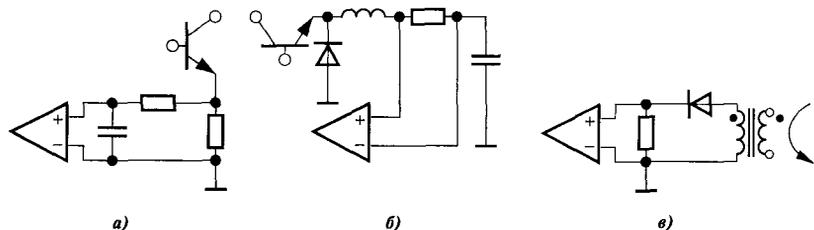


Рис. 2.16. Три различных способа измерения тока: а) с заземлённым резистором; б) с плавающим резистором; в) с разделительным трансформатором тока

Схема выключения, схема блокировки при пониженном напряжении и схема ограничения тока фиксируют «сверху» выходное напряжение усилителя ошибки. Вход ограничения тока используется для ограничения максимального тока дросселя посредством фиксации выходного напряжения усилителя ошибки ниже максимума в 4.6 В. Выход усилителя ошибки ограничивается падением напряжения на переходе база-эмиттер токоограничительного транзистора. На **Рис. 2.17** изображена типовая схема использования входа ограничения тока. От величины напряжения, задаваемого на этом входе, зависит, при каком значении выходного напряжения измерителя тока произойдёт прерывание выходного импульса ШИМ-контроллера. Пока падение напряжения на диоде, включенном последовательно с инвертирующим входом компаратора, примерно равно напряжению база-эмиттер токоограничивающего транзистора, напряжение, соответствующее точке срабатывания (переключения компаратора) равно напряжению ограничения тока ($V_{\text{огранич. тока}}$) минус смещение 0.5 В. Следующие формулы позволяют установить, на каком уровне будет производиться ограничение тока:

¹⁾ Фактически они представляют собой интегрирующее звено. — *Примеч. ред.*

$$V_{\text{огранич. тока}} = V_{\text{оп.}} \times R_1 / (R_1 + R_2), \quad (2.5)$$

$$V_{\text{изм. тока}} = (V_{\text{огранич. тока}} - 0.5) / 3, \quad (2.6)$$

$$I_{\text{огранич. тока}} = V_{\text{изм. тока}} / R_{\text{изм.}} \cdot \quad (2.7)$$

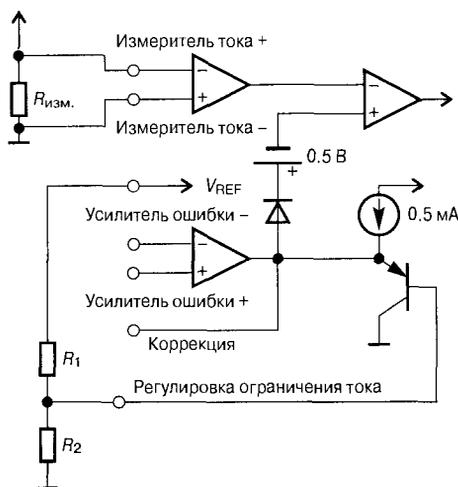


Рис. 2.17. Использование входа ограничения тока в контроллере 1846

Резистор R_2 осуществляет дополнительную функцию, заключающуюся в обеспечении тока удержания для блокировки сигнала выключения контроллера (см. Рис. 2.15). Если требуется заблокировать сигнал выключения, сопротивление R_2 должно быть меньше 2.5 кОм, чтобы величина протекающего через него тока удержания сигнала блокировки составляла не менее 1.5 мА. Когда напряжение на входе выключения падает ниже 350 мВ, схема выключения снимает блокировку ШИМ и удерживает микросхему в состоянии сброса до тех пор, пока не начнётся цикл включения. Выбирая сопротивление R_2 более 5 кОм, можно позволить схеме выключения сбросить блокировку ШИМ и разрядить все конденсаторы, подключённые ко входу установки ограничения тока, но, когда сигнал выключения будет снят, начнётся последовательность нового запуска.

В микросхеме 1846 отсутствует схема мягкого запуска. Для осуществления мягкого запуска следует между входом ограничения тока и землёй включить конденсатор. Вход ограничения тока служит для установки точки срабатывания компаратора по пиковому току, поэтому медленное нарастание напряжения на входе измерителя тока обеспечивает мягкий запуск.

Обратите внимание (Рис. 2.15), что компаратор перед началом очередного цикла рабочей частоты генератора может не выполнить установку RS-триггера. Это произойдёт в том случае, если ток дросселя слишком мал, и цепь формирования сигнала ошибки стремится его повысить, тем самым пытаясь сделать коэффициент заполнения больше 100%. Сигнал, поступающий в выходные логические цепи, представляет собой результат логической операции ИЛИ над импульсом с

выхода генератора и выходным сигналом триггера. Короткий импульс с генератора задаёт короткий межимпульсный интервал на выходе ШИМ-контроллера, равный длительности разряда времязадающего конденсатора. Длительность межимпульсного интервала можно регулировать, меняя номиналы времязадающих резистора и конденсатора. В справочных данных на микросхему 1846 приводится номограмма для расчёта межимпульсного интервала.

Выходные логические схемы и двухтактные выходы контроллера 1846А схожи с применяемыми в контроллере 1526А. Таким же образом необходимо ограничивать ток в коллекторной цепи выходных транзисторов и выходной ток управления полевыми ключами, используя последовательно подключаемые резисторы.

2.7. Схемы с накачкой заряда

Производители интегральных микросхем (ИС) продолжают улучшать выходные характеристики преобразователей с накачкой заряда. Частота коммутации и сопротивление замкнутого ключа — вот два основных параметра, которые определяют рассеиваемую мощность и косвенно влияют на КПД и максимальный выходной ток. Схемы с накачкой заряда имеют эквивалентное последовательное сопротивление, которое определяется следующей формулой:

$$R_{EQ} = 1 / F_{SWITCH} C_{FLYING}. \quad (2.8)$$

Это эквивалентное сопротивление относится к характеристикам схемы с переключаемым («летающим») конденсатором и не является реальным физическим сопротивлением. Как видно из формулы 2.8, улучшить характеристики схемы (т. е. уменьшить R_{EQ}) можно, подняв частоту коммутации или увеличив ёмкость «летающего» конденсатора. Производительность будет расти только до тех пор, пока внутреннее физическое сопротивление не сравняется с эквивалентным сопротивлением схемы. Для получения большего выходного тока, как правило, используется параллельное соединение микросхем с накачкой заряда.

На **Рис. 2.18** изображена функциональная схема ИС LTC3200, которая является типичным устройством с накачкой заряда с удвоением напряжения, обеспечивающим стабилизированное выходное напряжение. ИС содержит генератор фиксированной частоты 2 МГц, который управляет схемой коммутации, вырабатывая двухфазную неперекрывающуюся последовательность тактовых импульсов. Усилитель ошибки сравнивает напряжение на входе обратной связи с внутренним опорным напряжением 1.268 В. Сигнал на выходе усилителя ошибки определяет ток, который заряжает «летающий» конденсатор в течение первой фазы тактовой последовательности. Во время второй фазы тактовых импульсов «летающий» конденсатор подключается последовательно с входным напряжением, и ток подаётся в нагрузку и в выходной конденсатор преобразователя.

Данный контроллер с накачкой заряда имеет мягкий запуск и схему управления коммутацией для ограничения тока, поступающего от первичного источника питания. Схема управления коммутацией отключает контроллер, если микросхема нагревается до 160°C, и заново включает его при температуре порядка 150°C.

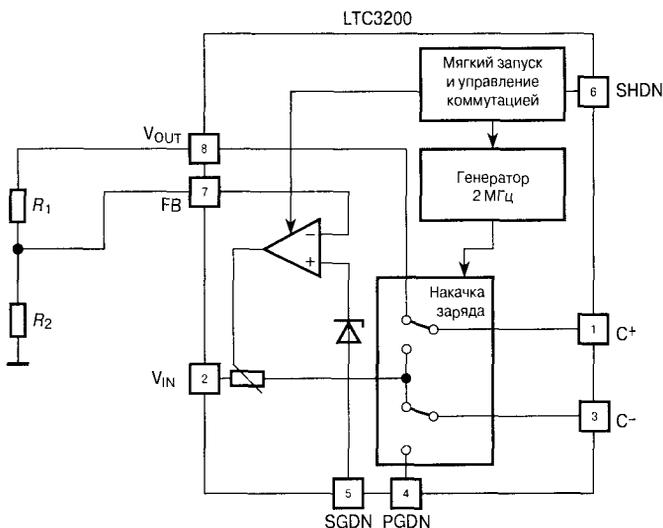


Рис. 2.18. Функциональная схема ИС LTC3200

Эта схема также ограничивает выходной ток короткого замыкания на уровне 225 мА.

ИС LTC3200 производит стабилизированное выходное напряжение в диапазоне от 1.268 до 5.5 В при токе до 100 мА. Диапазон входного напряжения составляет 2.7...4.5 В. В качестве первичного источника питания можно использовать один литиевый либо три щелочных, никель-кадмиевых или никель-металлгидридных элемента питания. Наличие схемы управления током позволяет микросхеме стабилизировать напряжение на уровне как выше, так и ниже входного напряжения. Однако при выходном напряжении ниже входного снижается производительность. Выходное напряжение устанавливается с помощью делителя, расположенного между выходом и входом обратной связи. Выходное напряжение определяется следующим выражением:

$$V_{\text{вых.}} = 1.268 (1 + (R_1 / R_2)). \quad (2.9)$$

Сопротивления резисторов могут находиться в диапазоне от нескольких кОм до 1 МОм. Если выходное напряжение будет ниже входного, необходимо подключить к выходу нагрузку, потребляющую ток 1 мА, чтобы при очень малых нагрузках напряжение со временем не нарастало.

Входной, выходной и «летающий» конденсаторы должны иметь как можно более низкое ЭПС. Ёмкости этих конденсаторов должны составлять не менее 0.5 мкФ, но и не более 1 мкФ, чтобы обеспечить достаточный выходной ток при низких пульсациях. Электролитические и танталовые конденсаторы не обладают достаточно низким ЭПС для нормальной работы. Предпочтительнее применять керамические конденсаторы. Керамические конденсаторы имеют значительный температурный коэффициент ёмкости, в зависимости от типа диэлектрика. На-

именным уходом ёмкости при изменении температуры обладают конденсаторы типов X5R и X7R. Ещё одним фактором является изменение ёмкости в зависимости от приложенного напряжения. Так, конденсаторы типов Z5U и Y5V характеризует существенный дрейф ёмкости при изменении приложенного напряжения. Чтобы усилитель сигнала ошибки сохранял устойчивость, ЭПС выходного конденсатора должно быть менее 0,3 Ом. Если ЭПС будет выше, то переходная характеристика усилителя перестаёт быть однополярной и система становится неустойчивой.

В ИС LTC3200 для регулирования тока заряда используется переменное сопротивление, поэтому микросхема рассеивает некоторую мощность на поддержание стабилизированного выходного напряжения. Микросхема LT1516 представляет собой образец устройства с накачкой заряда, работающего в пакетном режиме для поддержания стабилизированного выходного напряжения 5,0 В. Проблема высоких пульсаций в этой схеме (до 100 мВ при полной нагрузке) решается применением выходного фильтра второго порядка.

Функциональная схема LT1516 изображена на **Рис. 2.19**. Выходное напряжение через делитель поступает на компаратор 2 и сравнивается с внутренним опорным напряжением. Если снимаемое с делителя напряжение ниже порога срабатывания, то активизируются ключи накачки заряда, и заряд передаётся от входа к выходу до тех пор, пока выходное напряжение не возрастет до точки срабатывания компаратора 2. При таком «пакетном» режиме работы появляются низкочастотные пульсации выходного напряжения, амплитуда которых равна величине гистерезиса компаратора 2. Присутствуют также и возникающие в процессе заряда выходного конденсатора высокочастотные пульсации выходного напряжения с частотой коммутации схемы накачки заряда.

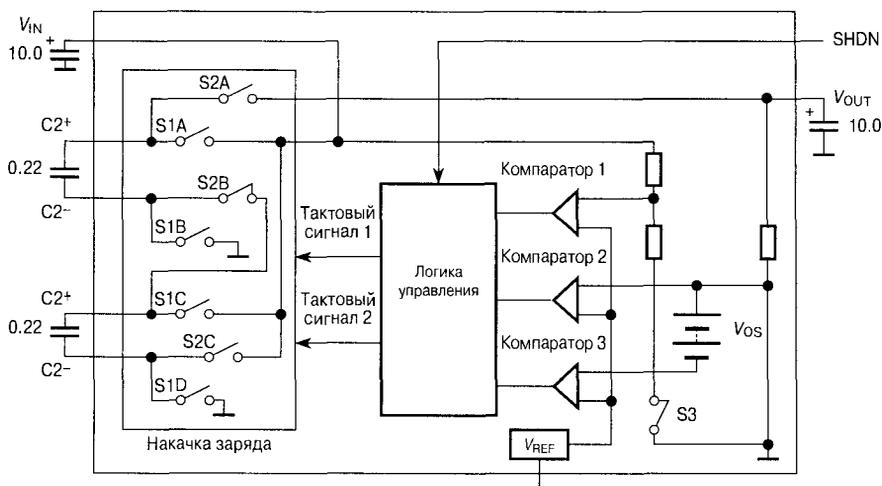


СХЕМА НАКАЧКИ ЗАРЯДА ИЗОБРАЖЕНА В РЕЖИМЕ УТРОЕНИЯ НАПЯЖЕНИЯ, ЦИКЛ РАЗРЯДА

Рис. 2.19. Функциональная схема LT1516

В LT1516 используются два «летающих» конденсатора, чтобы выполнять как удвоение, так и утроение напряжения. Когда $V_{\text{вх.}}$ ниже 2.55 В, сигнал с выхода компаратора 1 заставляет логическую схему управления перевести контроллер в режим утроения напряжения. Во время фазы заряда с помощью ключей оба «летающих» конденсатора коммутируются так, что оказываются подключёнными между источником входного напряжения и землёй. В фазе разряда «летающий» конденсатор C1 включается последовательно с конденсатором C2, и оба они коммутируются последовательно с источником входного напряжения. Как только $V_{\text{вх.}}$ превышает 2.55 В, микросхема переключается в режим удвоения напряжения и в качестве «летающего» конденсатора используется только C2. Вход компаратора 3 имеет смещение 50 мВ от напряжения обратной связи на компараторе 2. Если входное напряжение падает на 50 мВ или больше, компаратор 3 переводит микросхему снова в режим утроения до тех пор, пока это напряжение не возрастёт до точки срабатывания компаратора 3.

Входной и выходной конденсаторы в схеме с LT1516 могут быть танталовыми или электролитическими, потому что здесь мы имеем дело с компараторным управлением (двухпозиционным), а не с управлением с использованием усилителя сигнала ошибки (пропорциональное управление), и поэтому нет контура обратной связи, который может возбудиться. ЭПС конденсаторов не влияет на устойчивость управления, его влияние сказывается только на напряжении пульсаций. Оптимальным является параллельное соединение керамического конденсатора с малым ЭПС (около 1 мкФ) и электролитического или танталового конденсатора большой ёмкости (около 10 мкФ). Керамический конденсатор снижает пульсации частоты 600 кГц от пачек зарядных импульсов, а электролитический снижает пульсации на частоте управления.

2.8. Многофазные ШИМ-контроллеры

Требования к источникам питания для процессоров класса Pentium значительно отличаются от требований к устройствам питания маломощных процессоров. Для процессоров Pentium, Athlon или Opteron требуется обеспечить очень низкое напряжение при токе в десятки ампер. Типичный источник питания для Pentium 4 должен выдавать напряжение 1.4 В при токе 65 А.

Все рассмотренные до сих пор контроллеры были однофазными. Стабилизаторы на основе ШИМ-контроллера с управлением по току могут работать параллельно для увеличения выходного тока. Многие производители выпускают микросхемы, которые управляют несколькими источниками питания, работающими параллельно без наложения фаз. LT3730 — типичный трёхфазный понижающий контроллер, разработанный для ноутбуков, собранных на базе процессора Intel. Он работает на частоте до 600 кГц по каждой фазе. Так как фазы не накладываются друг на друга, частота пульсаций составляет 1.8 МГц. Дроссель для каждой из фаз может быть в 3 раза меньше, чем требовался бы в однофазной схеме. То же самое относится и к выходному конденсатору. Фазирование уменьшает ток пульсаций во входном и выходном конденсаторах, и благодаря снижению потерь воз-

растает производительность. Работа на нескольких фазах возможна также и для повышающих преобразователей.

Многофазная работа контроллеров с накачкой заряда также обеспечивает улучшение производительности благодаря увеличению рабочей частоты.

2.9. Резонансные контроллеры

Одним из способов повышения производительности и снижения коммутационных нагрузок является проектирование управляющей и фильтрующей схем таким образом, чтобы ключ открывался и закрывался при нулевом токе или нулевом напряжении.

В резонансных импульсных схемах частотная модуляция выходного тока обеспечивается путём использования импульсов постоянной ширины с переменным межимпульсным интервалом (как в микросхеме TL497). При этом индуктивность дросселя и ёмкость конденсатора выходного фильтра выбираются так, чтобы переходная характеристика имела резонанс на частоте коммутации, подстройкой которой добиваются нулевого напряжения или нулевого тока на выходе преобразователя при открывании и закрывании ключа. Типичным примером резонансного импульсного стабилизатора является микросхема UC1860.

Резонансные контроллеры находят весьма ограниченное применение из-за сложности проектирования по сравнению с обычными импульсными контроллерами. Достоинства резонансного режима меркнут перед достижениями в технологии мощных полевых транзисторов (MOSFET).

ПЕРВИЧНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ

- Работа от сети
- Подавление радиопомех
- Требования к безопасности
- Компенсация коэффициента мощности
- Пусковой ток
- Время удержания выходного напряжения
- Входной выпрямитель
- Характеристики входного накопительного конденсатора

Сложность первичного источника для сетевого источника питания прежде всего определяется требованиями безопасности и стабилизации. Мы обсудим основы преобразования переменного напряжения в постоянное (AC/DC), а затем рассмотрим ряд дополнительных схем, использующих те или иные методы стабилизации.

3.1. Работа от сети

Энергия передаётся во всём мире по-разному. В основных регионах мира используются следующие стандарты электрического напряжения:

Регион	Напряжение [В]	Частота [Гц]
США	117	60
Европа	240	50
Япония	100	60
Ближний Восток	240	50 или 60

Напряжение может колебаться от $\pm 10\%$ до $\pm 15\%$ от номинального. Большинство промышленных источников питания удовлетворяют требованиям Японии и США и определяют диапазон напряжений как 90...135 В или 190...270 В. Универсальный источник питания должен покрывать весь диапазон 90...270 В.

На **Рис. 3.1** изображён двухполупериодный первичный источник с конденсатором, работающий от сети 240 В. На **Рис. 3.2** изображён двухполупериодный источник с удвоением напряжения, работающий от сети 117 В. Оба этих

источника выдают номинальное постоянное напряжение 340 В. На **Рис. 3.3** изображён сочетающий в себе элементы обеих этих схем источник питания с переключателем для получения постоянного напряжения 340 В от 117 В либо от 240 В. Такая схема применима также при использовании однополупериодного источника питания, поскольку неотъемлемой её частью является конденсаторный делитель напряжения. Данные схемы в наихудшем случае обладают диапазоном выходных напряжений порядка 300...410 В.

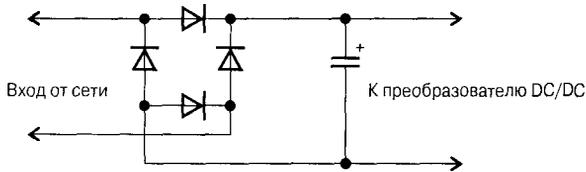


Рис. 3.1. Двухполупериодный первичный источник с конденсатором, работающий от сети 240 В

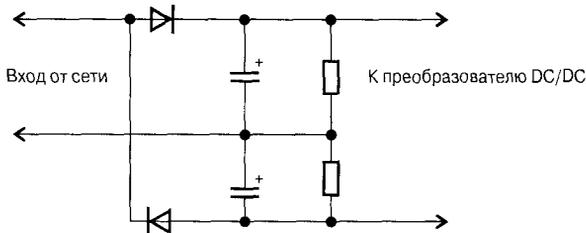


Рис. 3.2. Двухполупериодный источник с удвоением напряжения, работающий от сети 117 В

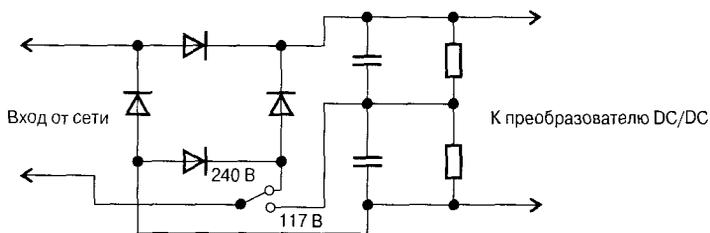


Рис. 3.3. Источник питания с переключателем для получения постоянного напряжения 340 В от сети 117 В либо 240 В

Схему, изображённую на **Рис. 3.1**, можно использовать и в качестве универсального первичного источника питания, но номинальное выходное напряжение уже не будет равно 340 В. Эта схема в худшем случае будет обладать диапазоном напряжений порядка 120...410 В. Универсальный источник питания потребует от преобразователя постоянного напряжения (DC/DC) гораздо большего диапазона стабилизации.

3.2. Подавление радиопомех

На Рис. 3.4 приведены графики напряжения и тока для первичного источника питания. Нижний график относится к входному напряжению, средний показывает абсолютное значение входного напряжения и напряжение на конденсаторе, а на верхнем графике изображён входной ток. Время нарастания и время спада тока в конденсаторе очень малы. Ток в конденсаторе является по сути очень коротким прямоугольным импульсом. Такой сигнал имеет гармоники, простирающиеся до 5 МГц и выше. Всплески тока при коммутации ключа в преобразователе постоянного напряжения производят шумы на частоте коммутации и её гармониках, и эти шумы присутствуют также и на входе выпрямителя. Даже маломощные источники питания производят значительный шум, который создаёт помехи радио и телевидению. Импульсные источники питания и компьютеры в начале 1980-х стали создавать такие проблемы, что федеральная комиссия связи США (FCC) разработала норму, касающуюся излучения оборудованием цифрового радишума. Позднее она изменила свои нормы, приведя их в соответствие с нормами электромагнитной совместимости Европейского сообщества. На Рис. 3.5 изображён первичный источник питания с типовым фильтром подавления электромагнитных помех. Этот фильтр содержит компоненты для подавления как синфазных, так и дифференциальных помех. Дифференциальные помехи проникают в шину питания как результат воздействия непосредственно соединённых с ней импульсных цепей. Синфазные помехи возникают из-за наличия паразитных элементов конструкции, например межвитковой ёмкости разделительного трансформатора или паразитной магнитной связи. Компоненты $C4$, $L1$, $L2$, $C2$ и $C5$ предназначены для подавления дифференциального сигнала. Компоненты $L3$, $C1$ и $C3$ обеспечивают подавление синфазных помех.

Приборы медицинского назначения и приборы, требующие применения устройства защитного отключения при утечке на землю (УЗО), должны ограничивать ток, текущий в проводник защитного заземления. Это налагает на фильтр электромагнитных помех строгие требования. УЗО измеряет ток как в фазном, так и в нейтральном проводе. Если токи различаются, то вполне вероятно, что кто-то случайно замкнул паразитную цепь между фазным проводом и землёй, и этот кто-то может быть поражён электрическим током. УЗО срабатывает и отключает сеть. Токи не должны различаться более чем на 1 мА. Медицинское оборудование не должно допускать разницу токов более 100 мкА, и при правильной проектировании эта разница составляет величину значительно ниже 100 мкА.

Обычно между каждой линией питания и землёй подключают помехоподавляющий конденсатор, через который, однако, может протекать ток утечки. Наличие тока утечки распознаётся схемой УЗО как опасный режим работы. Чтобы минимизировать ток утечки, ёмкость конденсатора, подключённого между фазным проводом или нейтралью и землёй, должна быть как можно меньше. Ток утечки ограничивает ёмкость этих конденсаторов значением 470 пФ для медицинских систем и 4700 пФ для промышленных систем. Указанные конденсаторы нужны для подавления синфазных помех. Так, в схеме, изображённой на Рис. 3.5, требуется фильтр нижних частот с частотой среза около 1 кГц.

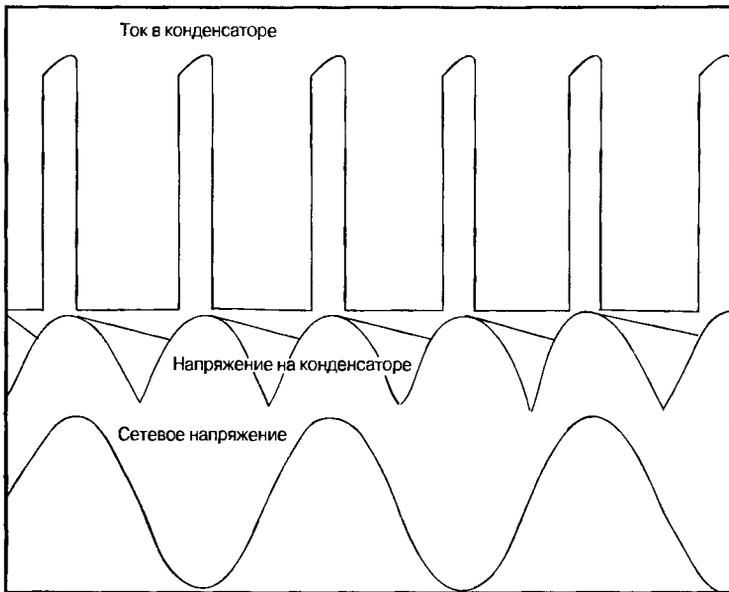


Рис. 3.4. Графики входного напряжения, тока в конденсаторе и напряжения на конденсаторе

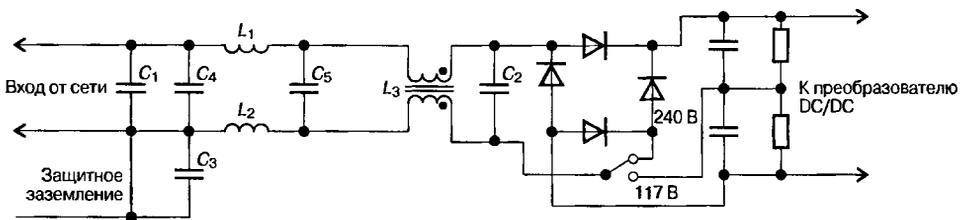


Рис. 3.5. Первичный источник питания с фильтром электромагнитных помех

3.3. Требования к безопасности

Существует множество причин, по которым в линиях электропитания помимо обычного синусоидального напряжения присутствуют высоковольтные импульсные помехи (выбросы). По инициативе европейских электроэнергетических компаний были проведены исследования, что является источником высоковольтных выбросов и какова частота их появления. Так, молнии порождают выбросы амплитудой до 6 кВ и длительностью порядка 100 нс. Другую серьёзную причину неполадок в электросети и отказов оборудования следует искать поблизости от источника питания (это может быть перегорание предохранителя или искрение в выключателе), при этом пиковое напряжение достигает величины 1.2 кВ, а длительность импульса — до 60 мкс. Восемьдесят процентов всех выбросов, присутствующих в сети, имеют продолжительность 1...10 мкс и амплитуду до

1.2 кВ. Нормы электробезопасности основаны на учёте помех по причине грозы и других всплесков напряжения в электросети.

В Соединённых Штатах приняты следующие стандарты для конденсаторов фильтров электромагнитных помех: UL1414, UL1283 и IEC 950. Канадский стандарт CSA C22.2 #1 аналогичен UL1414, а CSA C22.2 #8 соответствует UL1283. Эти стандарты относятся только к радио, телевидению и телекоммуникациям. В странах Евросоюза используется стандарт EN132400 (бывший IEC 384-14). Этот стандарт значительно более полон и строг, нежели североамериканские стандарты. Если при разработке оборудования следовать европейским стандартам, то в большинстве случаев будут выполнены и североамериканские.

Стандарт EN132400 определяет семь классов конденсаторов для использования в фильтрах электромагнитных помех в оборудовании, работающем от сети. В настоящее время в оборудовании применяются только классы X1, X2, Y1 и Y2. Конденсаторы класса X включаются между фазами в системах с рабочим напряжением 220 В и между фазой и нейтралью — в системах с рабочим напряжением 110 В. Конденсаторы класса Y используются для включения между фазой и защитным заземлением. Конденсаторы класса Y2 — наиболее распространённый тип конденсаторов Y, они применяются в системах наподобие компьютерных источников питания. К конденсаторам класса Y1 предъявляются более строгие требования, так как они предназначены для включения между фазой и землёй в оборудовании с двойной изоляцией. Конденсаторы класса X1 предназначены для использования в оборудовании, которое постоянно подключено к энергосистеме здания, например в центральном компьютере или в пускорегулирующей аппаратуре систем освещения. Конденсаторы класса X2 являются наиболее распространённым типом конденсаторов X, они предназначены для использования в аппаратуре, питание которой осуществляется через штепсельные розетки.

Одной из самых распространённых неисправностей конденсатора вследствие выброса напряжения является пробой диэлектрика. Металлобумажные и металлоплёночные конденсаторы самовосстанавливаются после такого пробоя. В момент пробоя в конденсаторе течёт очень большой ток, который расплавляет металлизацию и выводит её из места пробоя диэлектрика. Эта область изолируется от остальной части конденсатора и больше не пробивается. После восстановления конденсатор остаётся работоспособным.

Процесс самовосстановления может закончиться появлением остаточной проводимости. Если в течение срока эксплуатации конденсатора возникнет достаточно много случаев самовосстановления, это может привести к чрезмерно большому току остаточной проводимости. При этом конденсатор может выйти из строя из-за перегрева и чрезмерного тока утечки. Перегрев может привести к возгоранию оборудования.

Металлобумажные и металлоплёночные — вот два типа конденсаторов, наиболее защищённые от образования остаточной проводимости в процессе самовосстановления после пробоя. Вероятность этого напрямую зависит от содержания свободного углерода в диэлектрике. Бумажные и полиэфирные диэлектрики отличаются самым низким содержанием свободного углерода и являются наиболее подходящими материалами для конденсаторов в фильтрах электромагнитных помех.

Керамические конденсаторы не самовосстанавливаются, поэтому они должны обладать достаточной электрической прочностью (прочностью диэлектрика на пробой), чтобы выдержать выбросы напряжения. По этой причине керамические конденсаторы для подавления радиопомех имеют большие габариты.

Максимальная ёмкость конденсаторов класса Y ограничивается в зависимости от допустимого тока утечки. Ёмкость конденсатора должна быть такой, чтобы гарантировать, что максимально допустимый ток утечки не будет превышен при любых изменениях характеристик окружающей среды. На ёмкость конденсатора влияют несколько факторов: температурный коэффициент ёмкости, старение, зависимость от напряжения и начальный допуск.

К конденсаторам класса X2 предъявляется требование выдерживать выбросы 2.5 кВ, а к конденсаторам класса Y2 — выбросы 5 кВ. Конденсаторы класса Y должны выдерживать более высокое напряжение, так как большой ток утечки увеличивает вероятность поражения электрическим током. Выход из строя конденсатора типа X приведёт к неисправности устройства, но не представит опасности для пользователя, если, конечно, устройство не загорится. Воспламеняемость — ещё один параметр, используемый при оценке пригодности конденсаторов типа X и Y.

Требования к безопасности основаны только на том, чтобы неполадка не представляла опасности для пользователя. Стандарт IEEE 587 использует дополнительные параметры оценки того, чтобы аппаратура не выходила из строя вследствие выбросов в сети питания. Наиболее частой причиной выхода из строя оборудования является выброс напряжения из-за грозы. Поэтому стандарт IEEE 587 предписывает тестирование аппаратуры затухающей синусоидой с пиковой амплитудой 6 кВ.

3.4. Компенсация коэффициента мощности

Коэффициент мощности определяется как отношение активной мощности, потребляемой устройством, к полной мощности. Ток устройства с коэффициентом мощности 1.0 имеет синусоидальную форму с теми же фазой и частотой, что и входное напряжение. В этом случае полная мощность (сила тока, помноженная на напряжение) равна активной мощности. Если же ток отличается по фазе от входного напряжения, то полная мощность значительно превышает потребляемую активную мощность. Для линейных нагрузок, таких, как резистивные нагреватели или электродвигатели, коэффициент мощности вычисляется как $\cos \Phi$, где Φ — разность фаз между током и напряжением. Ноль градусов даёт значение коэффициента мощности, равное 1.0; 45 градусов — 0.707; а 90 градусов даёт нулевое значение коэффициента мощности. Коэффициент мощности для нелинейных нагрузок, таких, как источники питания, требует более сложных методик расчёта, так как форма тока несинусоидальна.

Если энергопотребление какого-либо устройства характеризуется нулевым коэффициентом мощности, то это может иметь серьёзные последствия для поставщика электроэнергии. Потребляемая активная мощность равна нулю, но поступающий от источника питания ток всё же равен величине тока, текущего в устройстве. Потери в проводах, по которым передаётся электроэнергия, равны

I^2R независимо от потребляемой мощности, поэтому такое устройство может стать причиной потерь, даже несмотря на то, что само оно энергии не потребляет. Во всём мире передача электроэнергии осуществляется напряжением синусоидальной формы, с использованием трёх фаз, сдвинутых друг относительно друга на 120 градусов. Особую проблему для трёхфазных систем составляют третьи гармоники, вызываемые короткими импульсами тока, поскольку они складываются по фазе в нейтральном проводе. Европейское сообщество приняло стандарты (IEC 555, EN61000-3-2), обязывающие большинство систем иметь компенсацию коэффициента мощности. Фактически стандарты ограничивают величину гармоник, передаваемых в электрическую сеть, а компенсация коэффициента мощности представляет собой эффективный способ достижения этих стандартов.

Можно использовать как активные, так и пассивные методы увеличения коэффициента мощности. На **Рис. 3.6** изображены два способа увеличения коэффициента мощности с применением пассивных цепей. Наиболее простой из них заключается в использовании в источнике питания дроссельного фильтра вместо ёмкостного. Импульсы тока, потребляемого от электросети, по-прежнему короче, чем импульсы входного напряжения, но время нарастания и спада тока теперь намного больше. Ток, по сути, принимает синусоидальную форму. Увеличение времени нарастания и спада вызывает уменьшение энергии высших гармоник. Дополнительного улучшения коэффициента мощности можно достичь установкой частоты среза фильтра нижних частот как можно ниже, чтобы снизить гармоники промышленной частоты. Это потребует большого количества дросселей и конденсаторов. При пассивной компенсации требуются довольно крупногабаритные катушки индуктивности как для входного дроссельного, так и для сетевого фильтра, поскольку они работают на частотах порядка 100 Гц. Это значительно увеличивает габариты источника питания. Другой недостаток дроссельного фильтра состоит в том, что такой фильтр эффективен лишь в случае протекания через дроссель непрерывного тока.

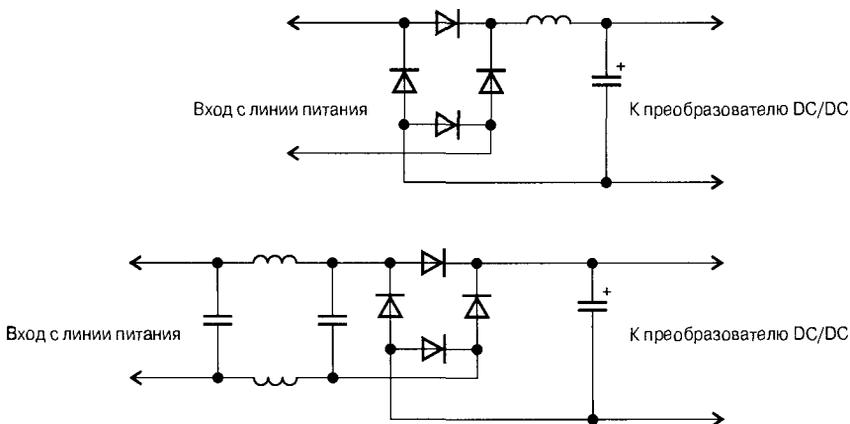


Рис. 3.6. Методы увеличения коэффициента мощности с использованием пассивных цепей

На **Рис. 3.7** изображена схема активной компенсации коэффициента мощности. В ней используется работающий на высокой частоте (обычно 100 кГц) повышающий преобразователь с заградительным фильтром, защищающим линию питания от проникновения в неё импульсов, которые возникают вследствие переходных процессов при коммутации. Интегральная схема управления коэффициентом мощности регулирует величину потребляемого тока так, чтобы его отношение к входному напряжению было постоянным. Таким образом, вход повышающего преобразователя ведёт себя как резистивная нагрузка по отношению к входному напряжению. Чтобы гарантировать, что накопленная дросселем энергия всегда будет поступать на выходной конденсатор, выходное напряжение преобразователя должно быть выше пикового входного напряжения. Схема управления здесь сложнее, чем в случае обычного повышающего преобразователя, когда всего лишь требуется регулировать коэффициент заполнения, чтобы поддерживать заданное выходное напряжение. Цепь же компенсации коэффициента мощности должна подстраивать коэффициент заполнения в течение каждого дискретного интервала времени так, чтобы ток оставался в фазе с входным напряжением. Напряжение на выходе схемы компенсации коэффициента мощности не требует точной подстройки, так как окончательную стабилизацию реализует ШИМ-преобразователь постоянного напряжения (DC/DC). Цепь компенсации коэффициента мощности всё же обеспечивает некоторую стабилизацию напряжения, что значительно упрощает разработку схемы этого ШИМ-преобразователя.

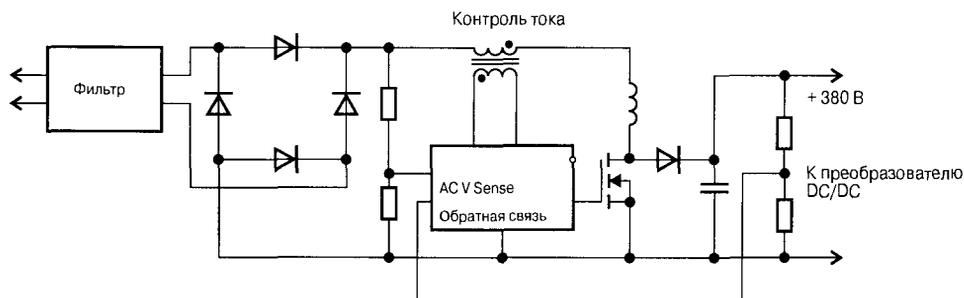
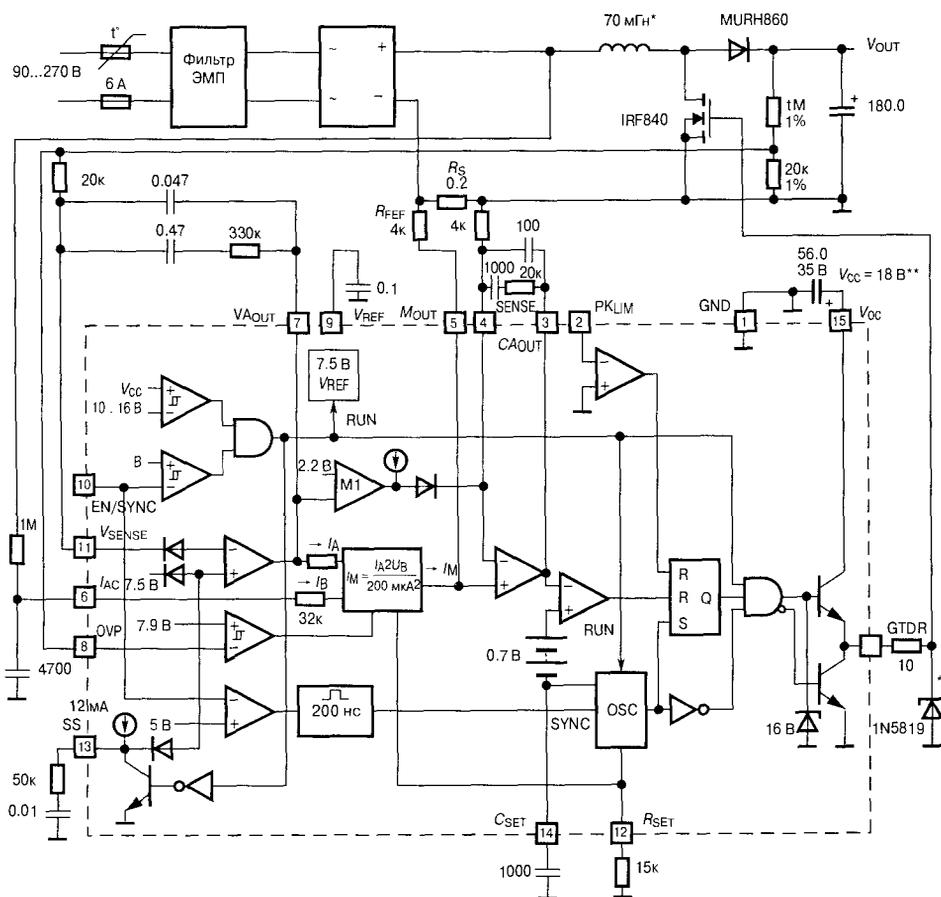


Рис. 3.7. Активная компенсация коэффициента мощности с применением высокочастотного повышающего преобразователя

Реализация активной схемы компенсации коэффициента мощности с ШИМ-преобразователем связана с определёнными трудностями, поскольку эта схема фактически представляет собой две последовательно соединённые сервосистемы. Однако многие производители выпускают интегральные микросхемы, которые содержат цепи компенсации коэффициента мощности и ШИМ-преобразователь. Использование таких приборов позволяет избежать ошибок при проектировании. Ещё одним достоинством активной схемы компенсации коэффициента мощности является минимизация гармоник промышленной частоты, поэтому фильтр необходим только для ослабления частоты коммутации и её гармоник.



* 1. Coiltronics CTX02-12236-1 (TYPE S2 CORE)

Необходима воздушная вентиляция при уровне мощности более 259 Вт.

2. Coiltronics CTX02-12295 (MAGNETICS KOOL Mu 77930 CORE)

** См. раздел напряжения запуска и питания для VCC

*** Этот диод Шоттки ограничивает напряжение на выходе GTDR при заперении ключа.

Если этого не сделать, то выбросы напряжения, возникающие при протекании тока через паразитную индуктивность и при заряде емкости затвора ключевого транзистора, могут открыть паразитный диод между выходом и подложкой микросхемы и вызвать сбой в её работе.

Рис. 3.8. Функциональная схема интегрального контроллера коэффициента мощности LT1248

На Рис. 3.8 изображены функциональная схема и внешние цепи интегрального контроллера активной компенсации коэффициента мощности (PFC) LT1248. Во многом он похож на стандартный повышающий ШИМ-контроллер. ИС LT1248 содержит источник опорного напряжения, цепи мягкого запуска и блокировки при пониженном напряжении, а также генератор, вырабатывающий пилообразное напряжение, которое сравнивается с управляющим сигналом, с целью подстройки коэффициента заполнения. Однако схема, вырабатывающая управляющий сигнал, устроена несколько иначе, чем у стандартного ШИМ-контроллера.

Схема управления ШИМ измеряет входное напряжение, входной ток и выходное напряжение и в зависимости от их величин определяет коэффициент заполнения. Первым в управляющей цепи расположен стандартный усилитель ошибки с компенсацией выхода, измеряющий выходное напряжение преобразователя. В свою очередь выходное напряжение усилителя ошибки преобразуется во входной ток умножителя входного напряжения. Входное напряжение на линии питания преобразуется в пропорциональный ему ток и поступает на второй вход умножителя. Выходное напряжение умножителя поступает на неинвертирующий вход усилителя тока. Усилитель тока измеряет падение напряжения на токоизмерительном резисторе. Подстройка управляющего напряжения осуществляется путём суммирования тока умножителя с измеренным током. Выход усилителя тока подключён к отдельному выводу микросхемы, что даёт возможность независимо осуществлять частотную компенсацию усилителя. Такая компенсация необходима, чтобы резонансная частота усилителя тока соответствовала удвоенной частоте питающего напряжения (поскольку выпрямление — двухполупериодное), а не частоте переключения ШИМ. Особенность умножителя напряжения состоит в том, что его выход пропорционален квадрату напряжения на входе усилителя ошибки, которое в свою очередь прямо пропорционально выходному нагрузочному току. При уменьшении нагрузки величина сигнала, снимаемого с токоизмерительного резистора, уменьшается. Квадратичная зависимость коэффициента усиления умножителя обеспечивает лучшую стабильность управления по току.

Все контроллеры активной компенсации коэффициента мощности требуют наличия схемы защиты выхода от повышенного напряжения. Дело в том, что контур управления схемы PFC стремится в первую очередь обеспечить «привязку» тока, поступающего из линии питания, к входному напряжению, поэтому его реакция на переходные процессы (скачки напряжения) довольно медленная. Если ток нагрузки внезапно снижается, выходное напряжение может скачкообразно возрасти вследствие протекания тока через дроссель. Это явление, когда дроссель не может отдавать в нагрузку накопленную энергию, называется «сброс нагрузки». Цепь защиты от перенапряжения мгновенно размыкает выходной ключ и отключает основной контур управления, чтобы «отработать» этот скачок.

3.5. Пусковой ток

Момент времени, когда будет включён сетевой коммутатор и питающее напряжение будет подано на вход выпрямителя, может соответствовать любой фазе синусоидального входного напряжения. Если включение произойдёт тогда, когда входное напряжение максимально (т. е. на положительном пике), то, поскольку накопительный конденсатор на выходе выпрямителя в первый момент фактически представляет собой короткозамкнутую цепь, возникнет очень большой «пусковой» ток, который ограничивается только сопротивлением заградительного фильтра и других цепей, предшествующих выпрямителю. Этот пусковой ток может превышать «нормальное» пиковое значение тока в системе в 20...1000 раз и легко может вывести из строя конденсаторы, выпрямители и сам коммутатор. На

Рис. 3.9 представлены три различных способа, с помощью которых в начальный период заряда накопительного конденсатора последовательно с выпрямителем подключается дополнительное токоограничительное сопротивление. В мощных источниках питания, когда некоторое увеличение стоимости не имеет особого значения, часто применяются симисторы и тринисторы, что, однако, приводит к возрастанию уровня гармоник сетевой частоты. Это не очень хорошо, особенно учитывая необходимость последующей компенсации коэффициента мощности. Большинство разработчиков остановили свой выбор на термисторе с отрицательным температурным коэффициентом. Были разработаны термисторы, специально предназначенные для ограничения пускового тока, у которых сопротивление при комнатной температуре достаточно велико по сравнению с сопротивлением при рабочей температуре. Обратите внимание, что термисторы с отрицательным ТКС не обеспечивают защиту, если питание включается несколько раз за короткий период. Для обеспечения полной защиты от пускового тока термистор должен успевать остыть между включениями.

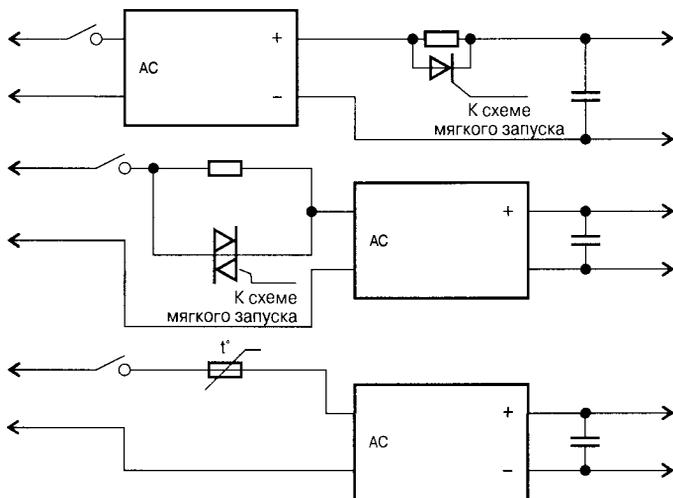


Рис. 3.9. Три способа подключения дополнительного токоограничивающего сопротивления на начальном этапе заряда накопительного конденсатора

3.6. Время удержания выходного напряжения

Как уже говорилось выше, напряжение, которое передаётся по линии электропитания, не всегда имеет чисто синусоидальную форму. Часто напряжение в сети «пропадает» на несколько полупериодов. Во многих случаях, например при работе критичных к сбоям компьютерных систем, неконтролируемое выключение питания недопустимо. Импульсный источник питания для такой системы должен быть спроектирован с достаточно ёмким накопительным конденсатором и достаточно широким диапазоном регулирования ШИМ, чтобы продолжать выдавать полную мощность во время отсутствия нескольких периодов входного напряжения. Реализовать подачу мощности в нагрузку во время сбоя в электросети

можно двумя способами. Первый заключается в увеличении запаса энергии на выходе с помощью применения в выходном фильтре накопительных конденсаторов большой ёмкости, а второй — в увеличении запаса энергии в первичном источнике питания.

Существует несколько причин, по которым первый способ используется редко. Ключевая проблема состоит в том, что приходится увеличивать ёмкость каждого конденсатора на каждом из выходов источника питания. Важное значение имеет и величина, на которую требуется увеличить ёмкости этих конденсаторов. Энергия, хранящаяся в конденсаторе, равна $\frac{1}{2} \times CV^2$, поэтому требуется значительно меньшая ёмкость для хранения энергии в первичном источнике питания, напряжение которого равно 340 В, а не там, где напряжение составляет 5 или 12 В. Большей ёмкости выходных конденсаторов соответствует также большая длительность переходных процессов. Из вышеприведённого анализа следует, что, например, в ситуации, когда напряжение питания равно 117 В и требуется большое время удержания выходного напряжения, источник питания с удвоением напряжения предпочтительнее, чем универсальный двухполупериодный мост. Использование удвоителя напряжения увеличит запас энергии на выходе в 4 раза при той же величине ёмкости.

Что же касается второго способа, то **Рис. 3.10** иллюстрирует одну из проблем при использовании входного ёмкостного фильтра и «пропадании» напряжения в сети на несколько периодов рабочей частоты. Накопительный конденсатор фильтра заряжается в течение всего лишь около 20% полупериода вблизи пиково-

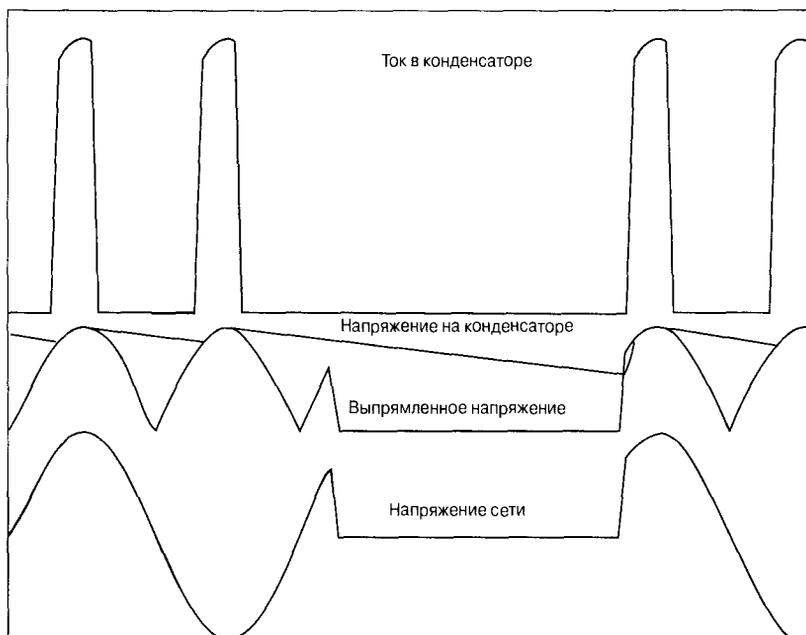


Рис. 3.10. Напряжение на конденсаторе, ток в конденсаторе, входное напряжение и выпрямленное напряжение в «наихудшем» случае при пропадании нескольких периодов входного напряжения

го значения входного сигнала. Если, как это показано на **Рис. 3.10**, напряжение сети пропадёт непосредственно перед началом заряда конденсатора (что является «наихудшим» случаем), то длительность времени пропадаания напряжения следует увеличить ещё на один полупериод. Для сети с частотой 50 Гц эта добавка составит примерно 8 мс к минимальному времени удержания выходного напряжения источника питания. Ещё одна проблема при использовании ёмкостного фильтра состоит в том, что необходимо учитывать, каким было напряжение в сети в момент его пропадаания. Если напряжение пропадает в то время, когда оно занижено (обычная ситуация при грозе), то накопленная в конденсаторе энергия окажется низкой. В нашем расчёте минимальной ёмкости входного фильтра должно учитываться также и такое пониженное сетевое напряжение.

Можно рекомендовать следующий алгоритм вычисления минимальной ёмкости входного накопительного конденсатора:

1. Вычислите время, в течение которого источник питания должен работать без входного напряжения. Количество полупериодов с отсутствием входного напряжения умножается на длительность периода рабочей частоты сети и к результату прибавляется ещё 80% полупериода.
2. Вычислите энергию, которую необходимо будет передать, пока в сети отсутствует напряжение. Максимальная выходная мощность (в ваттах) умножается на время (в секундах) и делится на КПД источника питания; в результате получается требуемая энергия (в джоулях).
3. Вычислите пиковое напряжение при условии, что входное напряжение понижено.
4. Определите минимальное напряжение, при котором преобразователь постоянного напряжения (DC/DC) всё ещё выдаёт в нагрузку максимальную мощность и остаётся управляемым.
5. Используйте следующее уравнение для вычисления требуемой ёмкости (в фарадах):

$$C \times (\text{Пиковое напряжение})^2 = \text{Энергия удержания} + C \times (\text{Минимальное напряжение})^2. \quad (3.1)$$

Для примера, рассмотрим источник питания, работающий от сети 240 В, 60 Гц. Он отдаёт 150 Вт в любую нагрузку с КПД 78%. Преобразователю DC/DC требуется для корректной работы постоянное напряжение 250 В. Мы хотим, чтобы источник питания работал при отсутствии одного полного периода входного напряжения, требуемое время составляет 16.7 мс плюс 80% одного полупериода, итого 23.3 мс. Требуемая энергия равна 4.48 Дж. При пониженном напряжении в сети его пиковое значение составит $240 \times 1.414 \times 0.85 = 288$ В. Используя формулу (3.1),

$$C \times 288^2 = 4.48 + C \times 250^2. \quad (3.2)$$

Выполнив перестановку в уравнении 3.2, получаем

$$82944 C - 62500 C = 4.48; \quad (3.3)$$

$$C = 4.48 / 20444 = 220 \text{ мкФ}. \quad (3.4)$$

Активная компенсация коэффициента мощности даёт дополнительное преимущество, заключающееся в улучшении времени удержания выходного напря-

жения. Схема активной компенсации коэффициента мощности поддерживает выходное напряжение относительно постоянным, поэтому время удержания не зависит от того, в какой момент пропало напряжение сети. Энергия теряется только в тот период, когда питание действительно отсутствует. Выходное напряжение также остаётся более или менее постоянным при изменении напряжения питающей сети, поэтому время удержания не зависит и от этих его флуктуаций.

3.7. Входной выпрямитель

В линейных источниках питания для развязки схемы от электросети и преобразования напряжения к соответствующему значению используется трансформатор с железным сердечником. Этот трансформатор блокирует большую часть негативных эффектов, вызванных выбросами напряжения в сети, которые могут проникать во вторичную цепь разве что за счёт наличия паразитной ёмкостной связи между обмотками. Такая развязка снижает нагрузку на выпрямитель.

Выпрямители в сетевых импульсных источниках питания находятся под непосредственным воздействием выбросов сетевого напряжения, поэтому они вынуждены выдерживать импульсы напряжения большой амплитуды и очень большие импульсные токи. Чтобы обезопасить входные выпрямители, целесообразно включить между ними и линией питания устройство защиты от выбросов. Существует только два типа подходящих для этого устройств: стабилитроны и металлоксидные варисторы. Стабилитроны можно включать встречно¹⁾, но высоковольтные стабилитроны довольно дороги. Фирма Vishay Semiconductors производит семейство стабилитронов (под названием TransZorb), разработанных специально для подавления выбросов. Варистор — лавинный элемент, он обладает очень высоким сопротивлением, пока напряжение на нём не достигнет точки лавинного пробоя. Когда достигается напряжение лавинного пробоя, варистор открывается и поглощает энергию выброса. После того как напряжение упадёт ниже уровня лавинного пробоя, сопротивление варистора снова становится высоким. Номинальное напряжение варистора должно выбираться значительно большим, чем пиковое значение напряжения сети в «нормальном» режиме (без учёта выбросов). Если рабочее напряжение сети достигнет уровня лавинного пробоя варистора, варистор попытается его ограничить и немедленно выйдет из строя. При этом он обычно разрушается, вполне вероятно, что и со взрывом. Лучше предусмотреть какую-нибудь механическую защиту на случай катастрофического выхода варистора из строя. Несмотря на то что варисторы или стабилитроны ограничат пиковое напряжение выброса, лучше использовать в выпрямителе диоды с максимальным обратным напряжением 1000 В, чтобы обеспечить достаточно хорошую защиту от импульсного напряжения.

Время, в течение которого входные диоды проводят ток, составляет лишь небольшую долю периода входного напряжения. Ток в выпрямителе может быть в 10 или 20 раз больше среднеквадратического тока линии питания. Ёмкость накопительного конденсатора напрямую влияет на соотношение пикового и среднего

¹⁾ Это обеспечивает защиту от выбросов напряжения любой полярности. — *Примеч. ред.*

токов. Использование конденсатора большей ёмкости с целью обеспечить большее время удержания выходного напряжения увеличивает это соотношение, и поэтому требуется выпрямитель с более высоким номинальным средним током. На практике лучше ограничивать отношение пикового тока к среднему максимальным значением 20.

Следует выбирать выпрямители, обеспечивающие соответствующее рассеивание мощности. Мостовой выпрямитель фирмы Motorola MDA 970A6 обладает номинальным средним током 4.0 А при 20°C, но при 80°C этот ток падает до 2.0 А. Для оценки температуры перехода нужно также учитывать рассеиваемую мощность и тепловое сопротивление. Из практики мы знаем, что при низких токах падение напряжения на диоде составляет 0.7 В. Напряжение на диоде имеет экспоненциальную зависимость от тока. При токе 10 А падение напряжения на кремниевом диоде превышает 1.0 В. Это значение обычно можно взять из справочных данных и использовать вместе со средним током для определения рассеиваемой мощности.

3.8. Характеристики входного накопительного конденсатора

Алюминиевые электролитические конденсаторы — единственный вид конденсаторов, которые обладают достаточным рабочим напряжением и высокой ёмкостью при приемлемых габаритах. Для работы от сети 240 В подходит единственный конденсатор с номиналом 400...450 В. Для удвоителя напряжения в системе с напряжением 117 В подойдут два конденсатора с номиналами 200...250 В. Для такой системы потребуются высокоомные стабилизирующие нагрузочные резисторы, чтобы выровнять напряжения на конденсаторах. Без выравнивающих резисторов напряжение на одном конденсаторе может значительно превысить напряжение на другом, что может привести к перенапряжению и разрушению конденсаторов. Чтобы обеспечить достаточный запас, необходимо выбирать конденсаторы с номинальным напряжением 300 В и выше.

Ток в конденсаторе имеет форму очень коротких положительных импульсов большой амплитуды. В первом приближении, среднеквадратическое значение этого тока равно постоянному току, поступающему в преобразователь постоянного напряжения. Этот ток разогревает конденсатор вследствие рассеивания мощности в эквивалентном последовательном сопротивлении (ЭПС). Не все электролиты способны работать при таком токе. Следует выбирать конденсатор, который предназначен для работы с высоким импульсным током. В главе 6 будет дано подробное описание параметров электролитических конденсаторов.

СХЕМЫ БЕЗ ГАЛЬВАНИЧЕСКОЙ РАЗВЯЗКИ

- Основной метод проектирования
- Схемы понижающих преобразователей
- Схемы повышающих преобразователей
- Инвертирующие схемы
- Комбинированные (понижающие/повышающие) схемы
- Схемы с накачкой заряда
- Факторы, учитываемые при разводке печатной платы

В этой главе мы подробно рассмотрим схемы преобразователей без гальванической развязки. Они находят применение в системах с дистанционным (удалённым) сетевым регулированием или в автономных системах управления электропитанием. Я каждую неделю нахожу в специализированных журналах хотя бы одно новое применение для схемы без гальванической развязки или подходящее для неё новое устройство. Популярность этих схем резко возросла за последние пять лет и пока не видно никаких признаков её снижения. Текущая тенденция состоит в уменьшении габаритов, повышении производительности и в более узкой специализации контроллеров. Схемы, которые мы рассмотрим в этой главе, дадут общее представление о методах проектирования преобразователей без гальванической развязки.

Складывается впечатление, что инженеры просто обожают придумывать новые жаргонные слова и аббревиатуры. Новым термином для систем дистанционного (удалённого) регулирования стал «point-of-load» (POL), означающий размещение систем стабилизации напряжения в непосредственной близости от нагрузки. Стабилизаторы «point-of-load» почти всегда являются схемами без гальванической развязки.

Во всех схемах, рассматриваемых в этой главе, используется ШИМ-управление по току благодаря его преимуществам¹⁾ в обеспечении стабильности контура управления. Одной из проблем при реализации этого метода являются субгармонические колебания, возникающие на выходе при коэффициенте заполнения ШИМ-последовательности более 50%. В устаревших микросхемах для устране-

¹⁾ Эти преимущества были описаны в предыдущей главе. — *Примеч. ред.*

ния субгармонических колебаний используется внешняя цепь коррекции крутизны нарастания напряжения. Современные микросхемы, описываемые в этой главе, имеют внутреннюю цепь коррекции, тем самым одной задачей при проектировании становится меньше.

4.1. Основной метод проектирования

Существует много разновидностей схем источников питания, и все они отличаются друг от друга. Следующая последовательность действий поможет новичкам наметить общую структуру устройства. Возможно, что в процессе отладки схемы некоторые из шагов потребуются повторить.

1. Выберите тип преобразователя, исходя из диапазона входного и выходного напряжений. Если входное напряжение выше выходного, то выбирается понижающий преобразователь. Если входное напряжение ниже выходного, то выбирается повышающая схема.
2. Выберите микросхему, исходя из выходной мощности, габаритов и т. д. Наверное, это является самой трудной задачей для новичка, потому что существует огромное количество компонентов, предлагаемых большим числом производителей. Сложность устройства обычно определяется требуемой выходной мощностью. Чем выше мощность, тем больше и сложнее схема. На этом этапе приходится выбирать и частоту коммутации. Здесь же мы обычно останавливаемся на диодной или синхронной схеме выпрямителя.
3. Выберите ток пульсаций в дросселе, исходя из требований к пульсациям выходного напряжения. Это повлияет на выбор входного и выходного конденсаторов вследствие взаимосвязи между ЭПС конденсатора и током пульсаций.
4. Вычислите индуктивность дросселя, исходя из тока пульсаций и среднего тока.
5. Вычислите сопротивление токоизмерительного резистора, исходя из справочных данных микросхемы.
6. Выберите коммутирующий транзистор и диод, исходя из тока дросселя.
7. Вычислите ёмкости входного и выходного конденсаторов, исходя из тока пульсаций и напряжения пульсаций.
8. Выберите, в первом приближении, параметры схемы частотной коррекции контура управления.
9. Выберите компоненты для мягкого запуска (в случае необходимости).

4.2. Схемы понижающих преобразователей

Микросхема LT1765 — полнофункциональный ШИМ-контроллер с управлением по току со встроенными ключом на *n-p-n*-транзисторе, токоизмерительным резистором и цепью коррекции. Частота коммутации имеет фиксированное значение 1.25 МГц. На **Рис. 4.1** изображена типовая схема понижающего преобразователя с использованием LT1765. Этот прибор выпускается в корпусе SO8 или 16-выводном корпусе TSSOP. Корпус SO8 имеет подключённую к общему выводу выводную рамку, которая предназначена для улучшения теплоотвода. Нижняя

часть корпуса TSSOP выполнена в виде встроенного радиатора для отвода тепла в общий проводник на печатной плате. Этот корпус имеет малые габариты и низкую стоимость.

Для любого понижающего преобразователя, использующего *n-p-n*-транзистор или *n*-канальный МОП-ключ, требуется напряжение выше входного, чтобы можно было полностью открывать этот ключ. Биполярному ключу необходимо управляющее напряжение только на 0.7 В больше входного. Управляющее напряжение для МОП-ключа выше, чем для биполярного. Если в понижающем преобразователе предполагается использовать МОП-ключ, лучшим выбором будет ключ логических уровней, которому потребуется напряжение лишь на 2 В выше входного (биполярные и МОП-ключи и их параметры подробно обсуждаются в главе 7).

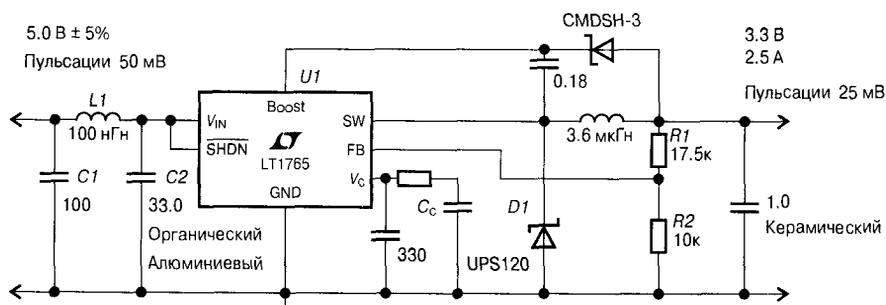


Рис. 4.1. Типовой понижающий преобразователь с использованием LT1765

В устройстве на **Рис. 4.1** реализована схема с накачкой заряда, которая обеспечивает требуемое управляющее напряжение. Этот принцип работает и для биполярных, и для МОП-ключей. Когда ключ замыкается¹⁾, напряжение вольтодобавочного конденсатора добавляется к напряжению ключа, который в результате входит в состояние насыщения. Когда ключ размыкается, вольтодобавочный конденсатор оказывается подключён к выходу преобразователя и заряжается до выходного напряжения минус падение напряжения на диодах *D1* и *D2* (в сумме оно составляет примерно 1 В). С учётом падения напряжения на диодах, а также на активных элементах преобразователя его выходное напряжение, при котором достигается максимальный КПД²⁾, составляет примерно 3.3 В. При дальнейшем понижении выходного напряжения ключ перестаёт насыщаться³⁾, что резко повышает рассеивание мощности на нём. В справочных данных на микросхему LT1765 ёмкость вольтодобавочного конденсатора рекомендуется задавать равной

¹⁾ То есть транзистор открывается и пропускает ток, при этом его проводимость максимальна, а рассеиваемая тепловая мощность — минимальна. — *Примеч. ред.*

²⁾ При входном напряжении 5 В. — *Примеч. ред.*

³⁾ Поскольку напряжение на конденсаторе вольтодобавки уже недостаточно велико для того, чтобы перевести транзисторы ключа в режим насыщения. — *Примеч. ред.*

0.18 мкФ. Это значение получается из расчёта ширины импульсов ШИМ 700 нс (коэффициент заполнения 87%), тока вольтодобавки 90 мА и пульсаций напряжения вольтодобавки 0.7 В. Для полной зарядки за кратчайшее время между импульсами требуется керамический конденсатор с ЭПС ниже 1 Ом.

При включении данная схема сначала вырабатывает напряжение вольтодобавки. В первый момент напряжения на выходе преобразователя и на выходе транзисторного ключа равны нулю. Цепь управления открывает ключ, и напряжение на его выходе становится на 0.6 В ниже входного (вследствие падения напряжения на переходе база-эмиттер). Транзистор не насыщается, но через него начинает проходить ток дросселя, который заряжает выходной конденсатор. Как только выходное напряжение превысит величину 1.0 В, откроется вольтодобавочный диод $D2$ и вольтодобавочный конденсатор начнет заряжаться. Мощность, рассеиваемая ключевым транзистором, быстро снижается по мере увеличения напряжения вольтодобавки.

ШИМ-контроллеры с управлением по току обеспечивают ограничение выходного тока в понижающем преобразователе. Выходной ток ограничивается до значения пикового тока дросселя. Для ШИМ-контроллеров, имеющих вход выключения, можно использовать внешнюю схему, детектирующую наличие неисправности и отключающую источник питания.

Индуктивность дросселя определяет величину тока пульсаций. Для определения зависимости между индуктивностью и током пульсаций используем уравнения (1.1) и (1.6) из главы 1, определяющие соответственно ток дросселя и соотношение между входным и выходным напряжениями понижающего преобразователя в зависимости от коэффициента заполнения ШИМ.

Уравнение (1.6) даёт зависимость коэффициента заполнения ШИМ от напряжений:

$$V_O = V_{IN} \times DC, \text{ или } DC = V_O / V_{IN}.$$

Уравнение (1.1) из главы 1 даёт зависимость напряжения на дросселе от индуктивности и изменения тока:

$$V = L \times (\Delta I / \Delta t).$$

Время нарастания тока от минимума до максимума:

$$\Delta t = T \times DC \text{ или } \Delta t = (1 / f) \times DC \text{ или } \Delta t = (1 / f) \times (V_O / V_{IN}),$$

где T — период частоты коммутации f .

Выполнив перестановку в уравнении дросселя, получим

$$L = V(\Delta t / \Delta I) \text{ или } L = (V_{IN} - V_O) \times (\Delta t / \Delta I), \text{ или}$$

$$L = (V_{IN} - V_O) \times (V_O / (\Delta I \times f \times V_{IN})). \quad (4.1)$$

Одним из параметров, влияющих на проектирование схемы, является диапазон входного напряжения. Наибольший ток пульсаций возникает при самом высоком входном напряжении. Из практики известно, что следует задавать ток пульсаций, равный 10% максимального выходного тока при наибольшем вход-

ном напряжении. Стабилизация теряется при превышении максимального тока коммутации, который в данном случае равен 3 А (устанавливается схемой контроллера). Максимально возможный выходной ток равен $3 \text{ А} - \Delta I / 2 = 70 \text{ мА}$ (ток, потребляемый цепью вольтодобавки).

С учётом вышеупомянутой практической рекомендации зададим ток пульсаций, равный 250 мА. Подставим заданные нами значения в уравнение (4.1):

$$L = (5.0 - 3.3) \times (3.3 / (0.25 \times 1.25 \times 10^6 \times 5.0)) = 3.6 \text{ мкГн.}$$

Переходная характеристика преобразователя и ток пульсаций на выходе связаны между собой. Большому току пульсаций соответствует быстрый отклик на изменения нагрузки. Однако большой ток пульсаций, протекая через ЭПС выходного конденсатора, увеличит пульсации выходного напряжения. На **Рис. 4.2(а)** показана эквивалентная схема замещения выхода по переменному току при бесконечной ёмкости выходного конденсатора. Если ($10 \times$ ЭПС) меньше сопротивления R_L , то мы можем принять допущение, что весь ток пульсаций течёт в ЭПС конденсатора. Полагая, что цепь конденсатора состоит из последовательного соединения ЭПС и ёмкостного сопротивления (X_C), как показано на **Рис. 4.2(б)**, можно использовать это полное сопротивление для задания напряжения пульсаций на выходе.

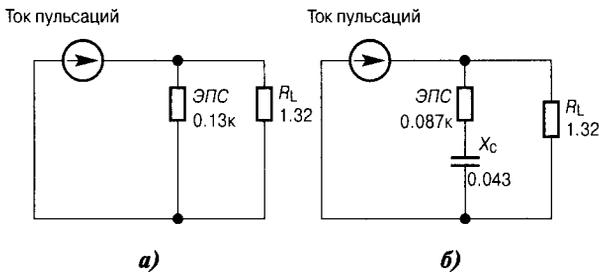


Рис. 4.2. Эквивалентная схема замещения выхода по переменному току:
а) при бесконечной ёмкости выходного конденсатора;
б) с последовательно включенными ЭПС и ёмкостным сопротивлением

Напряжение пульсаций обычно устанавливается в качестве расчётного параметра, поэтому можно использовать его для выбора ёмкости конденсатора и его ЭПС.

Амплитуда напряжения пульсаций на конденсаторе определяется по следующей формуле:

$$\Delta V = \Delta I \times (\text{ЭПС} + X_C).$$

Подстановкой и перестановкой получаем

$$\text{ЭПС} + X_C = \Delta V \times (L \times f \times V_{\text{IN}}) / (V_0 \times (V_{\text{IN}} - V_0)).$$

Хорошим практическим правилом является распределение общего полного сопротивления следующим образом: ЭПС конденсатора составляет $2/3$, а ёмкостное сопротивление конденсатора — $1/3$. При выборе ёмкости конденсатора можно использовать следующую формулу для ёмкостного сопротивления:

$$C = 1 / (2 \times \pi \times f \times X_C).$$

Полученное значение будет немного больше необходимого, так как выходной сигнал не синусоидальной, а треугольной формы, и высшие гармоники будут ослабляться в большей степени. Из упомянутого выше практического правила следует, что, чем меньше задаваемая величина ЭПС, тем меньше может быть ёмкость конденсатора. Возможно, что конденсатор с требуемой ёмкостью будет иметь величину ЭПС, большую заданной, особенно это касается алюминиевых электролитических конденсаторов. В этом случае придётся увеличивать ёмкость конденсатора или согласиться с повышенным уровнем пульсаций. Если требуется обеспечить приемлемые переходную характеристику, напряжение пульсаций и стабильность контура управления, то придётся действовать методом последовательных приближений, прежде чем удастся получить схему, параметры которой будут удовлетворять всем этим критериям.

Среди параметров представленной на **Рис. 4.1** схемы указано напряжение пульсаций 25 мВ. Используя вышеприведённое уравнение, вычисляем значение полного сопротивления цепи конденсатора:

$$\text{ЭПС} + X_C = 0.025 \text{ В} \times (3.6 \text{ мкГн} \times 1.25 \text{ МГц} \times 5.0 \text{ В}) / (3.3 \times (5.0 - 3.3)) = 0.100 \text{ Ом}.$$

Итак, нам нужен конденсатор с ЭПС, равным 0.07 Ом, и ёмкостным сопротивлением 0.03 Ом. Величина ёмкости по расчёту получается равной 4.3 мкФ. Подходящим выбором является многослойный керамический конденсатор. Так как ЭПС керамических конденсаторов очень мало, нашим требованиям к выходным пульсациям удовлетворит конденсатор ёмкостью от 1.4 до 4.3 мкФ.

В случае использования понижающих стабилизаторов при проектировании первичного источника питания необходимо решить две проблемы. Первая заключается в том, что входной ток преобразователя имеет прямоугольную форму с пиковым значением, равным выходному току источника питания. Потребляемый преобразователем ток при разомкнутом ключе равен нулю, вследствие чего входной прямоугольный сигнал большой амплитуды «отражается» обратно в первичный источник питания и воздействует на него. Чтобы устранить это, используются компоненты заграждающего фильтра $L1$, $C1$ и $C2$ (см. **Рис. 4.1**), которые обеспечивают необходимую фильтрацию и усреднение потребляемого тока. Ещё одна проблема состоит в том, что при наличии паразитной индуктивности входной цепи преобразователя она, в сочетании с конденсатором заграждающего фильтра ёмкостью 33 мкФ, образует высокочастотный резонансный контур, который будет возбуждаться при быстром нарастании и спаде тока. Это может привести к возрастанию уровня электромагнитных помех и вызвать проблемы с ЭМС на гармониках частоты коммутации. Более подробно об этом смотрите в разделе 4.7 «Факторы, учитываемые при разводке печатной платы».

Среднеквадратический ток пульсаций во входном конденсаторе определяется как:

$$I_{\text{RMS}} = I_{\text{OUT}} (DC - DC^2)^{1/2}. \quad (4.2)$$

Следует выбрать конденсатор, способный работать при таком токе пульсаций. Пусть среднеквадратический ток пульсаций равен 1.2 А. Возьмём напряжение пульсаций на входе, равное 50 мВ, поэтому ёмкостное сопротивление конденсатора должно быть 0.04 Ом или ниже. Органический алюминиевый электролитический конденсатор фирмы Kemet ёмкостью 33 мкФ обладает ЭПС 0.028 Ом и способен работать при токе пульсаций 2.1 А с напряжением 8 или 10 В.

Компоненты входного фильтра $L1$ и $C1$ не являются обязательными, они улучшают характеристики ЭМС источника питания. Компоненты фильтра могут оказывать неблагоприятное воздействие на стабильность. Понижающие стабилизаторы имеют отрицательную характеристику сопротивления на низких частотах. Когда падает входное напряжение, входной ток возрастает, чтобы поддерживать выходное напряжение. Если входной фильтр имеет высокую добротность, существует вероятность, что это, в сочетании с отрицательным сопротивлением понижающего преобразователя, создаст условия для генерации паразитного синусоидального сигнала. Здесь необходимо найти баланс при расчёте параметров схемы. Помимо помехоподавляющих свойств, входной фильтр должен обладать устойчивостью. Снижение резонансной частоты улучшает подавление, но снижает устойчивость контура управления. Действуя методом последовательных приближений, можно в конце концов получить стабильный источник питания.

В справочных данных на микросхему LT1765 приводится методика коррекции петли обратной связи. Рекомендуется задавать следующие начальные значения её компонентов: $C_C = 330$ пФ, $C_F = 0$, $R_C = 0$. В ходе сборки схемы, эти значения корректируются с учётом вторичного влияния других компонентов и с учётом разводки печатной платы, при этом используется метод коррекции, описанный в главе 1.

В справочных данных приводится также руководство по выбору сопротивлений $R1$ и $R2$. Фирма Linear Technology рекомендует выбирать $R2$ равным 10 кОм для минимизации напряжения смещения, возникающего вследствие тока смещения входа обратной связи. Расчёт сопротивления $R1$ производится по следующей формуле:

$$R1 = \frac{R2 \times (V_{\text{OUT}} - 1.2)}{1.2 - (R2 \times 0.25 \text{ мкА})} = 17.5 \text{ кОм}.$$

На Рис. 4.3 представлена типовая схема, обеспечивающая мягкий запуск с помощью внешних компонентов, подключённых к входу коррекции. Эту схему можно применять для любого ШИМ-контроллера с управлением по току, который не имеет внутренней схемы мягкого запуска. Мягкий запуск производится путём ограничения скорости нарастания напряжения на входе коррекции. Схема фактически добавляет к конденсатору коррекции конденсатор мягкого запуска (C_{SS}), чтобы создать сильно демпфированный отклик. Как только выходное напряжение достигнет заданного конечного значения, дополнительное демпфиро-

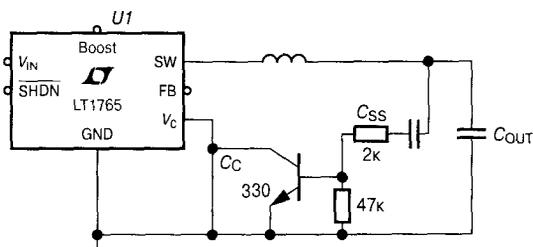


Рис. 4.3. Схема мягкого запуска с использованием внешних компонентов, подключённых к входу коррекции

вание постепенно снижается, так что коррекцию будет осуществлять только конденсатор ёмкостью 330 пФ.

Падение напряжения на открытом диоде $D1$ (Рис. 4.1) составляет 0.4 В при токе 3 А. Все приведённые до сих пор формулы выведены с допущением, что падение напряжения на диоде так мало, что им можно пренебречь. Для схемы на Рис. 4.1 это допущение не работает. Пока входное напряжение достаточно стабильно, такая погрешность не повлияет на выходное напряжение и управление схемой будет осуществляться нормально. Однако, если входное напряжение изменяется в широком диапазоне, могут возникнуть проблемы со стабильностью работы контура управления. Чтобы добиться необходимой точности стабилизации, нужно учесть величину падения напряжения на диоде V_D и добавить её к выходному напряжению в каждом уравнении, где V_O выступает в качестве напряжения на дросселе.

Коэффициент заполнения DC в этом случае равен

$$DC = (V_O + V_D) / V_{IN},$$

поэтому $DC = (3.3 + 0.4) / 5.0 = 0.74$ вместо 0.66.

Это изменение коэффициента заполнения повлияет на значения напряжения и тока пульсаций и на индуктивность дросселя. Формула (4.3) даёт более точное значение индуктивности дросселя:

$$L = (V_{IN} - V_O) \times (V_O + V_D) / (\Delta I \times f \times V_{IN}). \quad (4.3)$$

Для схемы на Рис. 4.1 индуктивность дросселя изменится с 3.6 до 4.0 мкГн.

Средний ток выходного диода можно найти из уравнения:

$$I_{AVG} = I_{OUT} \times (1 - DC).$$

Рассеивание мощности на диоде при полной нагрузке для схемы на Рис. 4.1 равно $(2.5 \times (1 - 0.74) \times 0.4) = 0.26$ Вт. Необходимо также рассчитать потери в транзисторном ключе микросхемы. Напряжение насыщения в худшем случае составляет 0.43 В. Средний ток ключа равен

$$I_{AVG} = I_{OUT} \times DC.$$

Мощность ключа для схемы на **Рис. 4.1** равна $(2.5 \times 0.74 \times 0.43) = 0.80$ Вт. В действительности рассеиваемая ключом мощность будет несколько выше вследствие того, что импульсы не прямоугольные, а их фронты имеют некоторый наклон. В справочных данных эта дополнительная мощность рассеяния определяется так:

$$17 \text{ нс} \times I_{\text{OUT}} \times V_{\text{IN}} \times f.$$

Таким образом, общие потери в ключе составят $0.80 \text{ Вт} + 0.27 \text{ Вт} = 1.1 \text{ Вт}$. Вольтодобавочная цепь также рассеивает мощность. Для неё в справочных данных приводится следующая формула:

$$P_{\text{Boost}} = (V_{\text{O}}^2 \times (I_{\text{OUT}} / 50) / V_{\text{IN}}) = 0.1 \text{ Вт}.$$

Когда ключ открыт, вольтодобавочная цепь потребляет ток 70 мА, поэтому мощность равна $(0.07 \times 0.74) \times 0.3 \text{ В} = 0.01 \text{ Вт}$. Этой мощностью можно пренебречь.

Общая рассеиваемая мощность в худшем случае равна 1.46 Вт. Для данной схемы это означает, что её КПД составляет 86%.

Если мы ещё раз проведём анализ для входного напряжения 12.0 В, то увидим, что на выходном диоде рассеивается более значительная доля мощности.

$$DC = (3.3 + 0.4) / 12 = 0.31;$$

$$P_{\text{SWITCH}} = (2.5 \times 0.31 \times 0.43) + (17 \text{ нс} \times 2.5 \times 12 \times 1.25 \text{ МГц}) = 0.97 \text{ Вт};$$

$$P_{\text{BOOST}} = (V_{\text{O}}^2 \times (I_{\text{OUT}} / 50) / V_{\text{IN}}) = 0.05 \text{ Вт};$$

$$P_{\text{DIODE}} = (2.5 \times (1 - 0.31) \times 0.4) = 0.69 \text{ Вт}.$$

Общая рассеиваемая мощность в худшем случае равна 1.71 Вт. Производительность упала всего лишь на 2% (до 84%), потому что общие потери в ключе снизились благодаря меньшему коэффициенту заполнения. Оба значения КПД рассчитаны для худшего случая и будут лучше при типовых характеристиках микросхемы, которые приведены в справочных данных. К тому же напряжение насыщения биполярного транзистора снижается с ростом температуры, которого вполне можно ожидать при полной выходной мощности.

КПД в пределах 85% подходит для систем, питающихся от сетевых источников питания, таких, как настольный компьютер или какая-либо аудиоаппаратура. Но для аппаратуры, работающей от батарей, например для мобильных телефонов, каждый дополнительный процент КПД увеличивает срок службы батареи. На **Рис. 4.4** изображён высокоэффективный понижающий преобразователь на основе синхронного контроллера LT1773. Микросхема LT1773 — типичный представитель комплементарно-симметричных синхронных контроллеров, предлагаемых многими производителями интегральных схем.

Синхронное выпрямление с использованием вместо диода n -канального МОП-транзистора значительно снижает потери. Более того, использование в верхнем плече выпрямителя комплементарного p -канального МОП-транзистора исключает потребность в источнике напряжения вольтодобавки. Вывод TG (Top Gate) микросхемы управляет затвором p -канального транзистора. НИЗКИЙ уро-

вень напряжения на этом выводе (потенциал земли) открывает транзистор, а ВЫСОКИЙ (V_{IN}) — запирает его. Вывод BG (Bottom Gate) микросхемы управляет затвором n -канального транзистора. ВЫСОКИЙ (V_{IN}) уровень напряжения на этом выводе открывает транзистор, а НИЗКИЙ (земля) — запирает его. В открытом состоянии ключа на МОП-транзисторе ток может течь через него в любом направлении, но на самом деле в процессе нормальной работы ток в n -канальном транзисторе течёт из истока в сток. При низком выходном токе существует вероятность, что величина тока дросселя уменьшится до нуля. Если в выпрямителе используется диод, то ток через дроссель перестаёт течь, как только диод смещается в обратном направлении. В случае с n -канальным МОП-ключом ток в дросселе сначала снижается до нуля, а затем дроссель начинает потреблять ток из выходного конденсатора. Микросхема LTC1773 имеет вывод SW, наличие которого позволяет отследить момент смены направления тока в дросселе. Когда это происходит и полярность тока становится отрицательной, микросхема запирает нижний (по схеме на Рис. 4.4.) транзистор ключа.

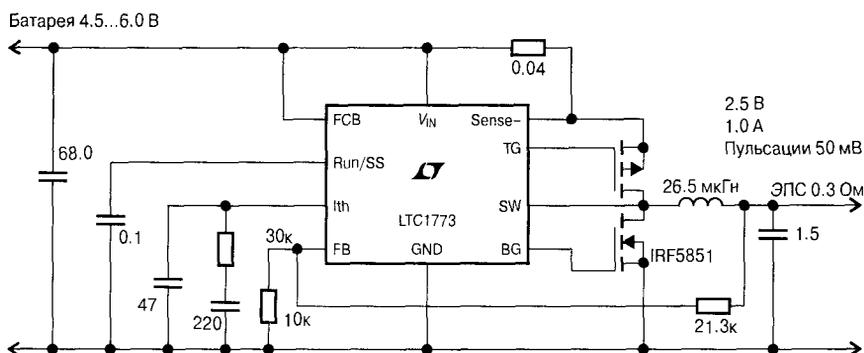


Рис. 4.4. Высокоэффективный понижающий преобразователь с использованием синхронного контроллера LTC1773

Выбор МОП-транзисторов зависит в первую очередь от максимального напряжения первичного источника питания. Напряжение затвор-исток (V_{GS}) обоих транзисторов будет равно входному напряжению. Существует три основных класса МОП-транзисторов: с низким, логического уровня и нормальным открывающим напряжением затвора. Первые из них открываются уже при 1 В, но максимальное напряжение затвор-исток составляет для них всего лишь около 8...10 В. Транзисторы, предназначенные для работы с логическими уровнями, имеют максимальное напряжение затвор — исток около 15 В и открываются при 3 В. Обычные МОП-транзисторы имеют номинальное напряжение затвор-исток около 20 В, но открываются при 4...5 В.

Контроллеры синхронного выпрямления должны обеспечивать минимальный интервал времени между запирающим верхнего ключа и открыванием нижнего (если оба транзистора будут открыты одновременно, получится короткое за-

мыкание между V_{IN} и землёй). В течение этого интервала времени ток в дросселе должен продолжать течь. Путь для тока дросселя обеспечивает диод, включённый между корпусом и стоком n -канального МОП-ключа. Вследствие протекания этого тока на p - n -переходе диода накапливается заряд, а после того, как ключ открывается, этот заряд стекает через открытый ключ. Можно немного повысить КПД преобразователя, если включить параллельно n -канальному МОП-ключу диод Шотки. Диоды Шотки не накапливают заряд на переходе.

Схема, изображённая на **Рис. 4.4**, имеет малые габариты и низкую стоимость благодаря применению p -канального и n -канального МОП-транзисторов, помещённых в один корпус. При сопоставимых размерах p -канальный МОП-транзистор обладает примерно вдвое большим сопротивлением в открытом состоянии, чем n -канальный. Используя внешние МОП-транзисторы для обеих «половинок» ключей, можно выбрать p -канальный транзистор, сопротивление которого примерно равно сопротивлению нижнего (по схеме) транзисторного ключа. В сборке IRF5851 p -канальный МОП-транзистор обладает сопротивлением в открытом состоянии 0.220 Ом, а n -канальный — 0.120 Ом. Рассеиваемая мощность в нашем примере будет равна

$$(I^2 \times 0.220 \times (2.5 / 6)) + (I^2 \times 0.120 \times (1 - (2.5 / 6))) = 0.092 \text{ Вт} + 0.07 \text{ Вт} = 0.16 \text{ Вт}.$$

МОП-транзисторы также потребляют мощность от источника питания при заряде и разряде затвора. Каждый транзистор потребляет ток, равный суммарному заряду затвора, умноженному на частоту. Из справочных данных следует, что суммарный заряд затвора n -канального МОП-транзистора равен 6.0 нКл при 4.5 В, а p -канального — 4.5 нКл при 4.5 В. Нам нужно скорректировать заряд затвора для расчётов при большем напряжении затвор-исток (V_{GS}), равном 6.0 В. Мы имеем: $6.0 \times (6.0 / 4.5) = 8 \text{ нКл}$ и $5.4 \times (6.0 / 4.5) = 7.2 \text{ нКл}$. Суммарный ток МОП-транзисторов равен $550 \text{ кГц} \times 15.2 \text{ нКл} = 8.4 \text{ мА}$. Исходя из этого, мощность, которая тратится на управление МОП-транзисторами, равна $8.4 \text{ мА} \times 6 \text{ В} = 0.054 \text{ Вт}$. Общие потери мощности составляют 0.21 Вт, что даёт КПД 92% при максимальной выходной мощности. Производительность немного возрастает с разрядом батареи, так как снижается мощность, затрачиваемая на управление МОП-транзисторами. Если взять типовые значения сопротивления в открытом состоянии, то получится 0.106 Вт + 0.054 Вт при КПД 94%.

В высокоэффективных контроллерах часто реализуется пакетный режим работы при малой выходной мощности. Когда выходная мощность падает, контроллер вырабатывает пачку импульсов, чтобы зарядить выходной конденсатор, и выключается до тех пор, пока выходное напряжение не снизится до нижней точки срабатывания, а затем выдаёт ещё одну пачку импульсов. Такой режим очень похож на режим функционирования контроллеров с частотно-импульсной модуляцией. Вместо одного импульса большой длительности, которая определяет частоту работы схемы управления, контроллер генерирует один или несколько импульсов фиксированной частоты, перемежающихся с периодами отсутствия импульсов. Это улучшает ситуацию с электромагнитными помехами, так как достаточно лишь настроить фильтры на частоту генератора.

4.3. Схемы повышающих преобразователей

На Рис. 4.5 изображён повышающий преобразователь на основе ШИМ-контроллера с управлением по току LT1680. Этот контроллер предназначен для мощных источников питания с внешними *n*-канальными МОП-ключами. Он обладает следующими характеристиками:

- регулируемая частота следования импульсов;
- возможность выбирать максимальный коэффициент заполнения ШИМ;
- большой ток управления ключом;
- мягкий запуск;
- диапазон синфазных напряжений токоизмерительного усилителя составляет 60 В.

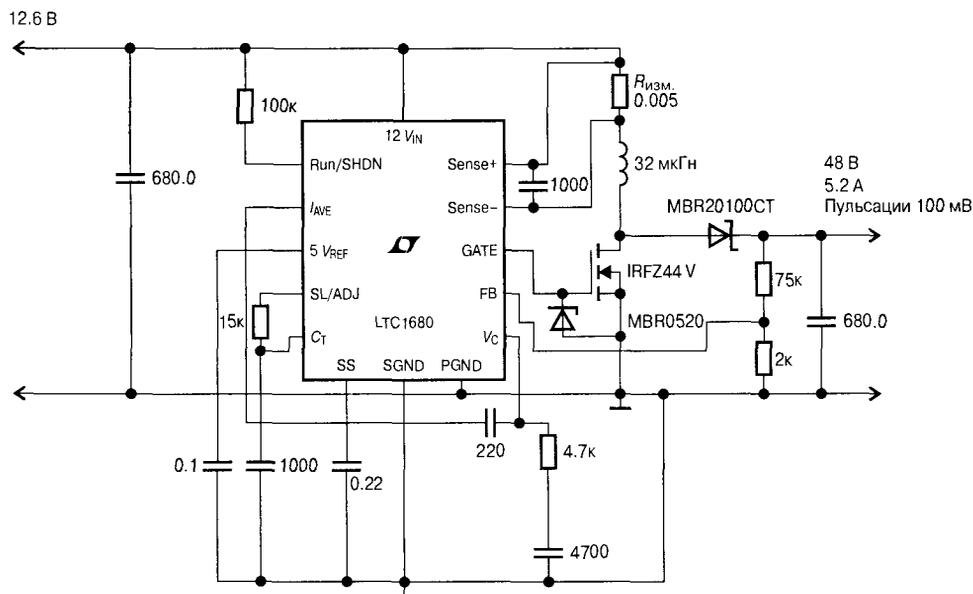


Рис. 4.5. Повышающий преобразователь на основе ШИМ-контроллера с управлением по току LT1680

В справочных данных для этой микросхемы имеются рекомендации по выбору всех её параметров и внешних компонентов. В первую очередь необходимо выбрать рабочую частоту и предельное значение коэффициента заполнения. В нашей типовой схеме используются частота 100 кГц и максимальный коэффициент заполнения 90%.

В повышающих преобразователях невозможно реализовать защиту выхода от короткого замыкания с помощью управляющей ИС и схемы ШИМ. Ток от первичного источника питания может протекать к выходу через диод, минуя ключ, поэтому контроллер не может прервать этот ток. Единственное, что можно сделать в этом случае, — поставить линейный ограничитель тока на выходе либо на входе источника питания. Если техническое задание по проектированию схемы

включает ограничение тока короткого замыкания, то в таком случае лучше выбрать схему с трансформаторной развязкой.

Индуктивность дросселя, сопротивление измерителя тока, выбор МОП-транзистора и выходного конденсатора зависят от того, какой режим работы будет использован: непрерывный или прерывистый. Прерывистый режим работы не позволит задействовать имеющуюся в микросхеме LT1680 функцию ограничения среднего тока. Зато в этом режиме можно использовать дроссель с меньшей индуктивностью, чем в случае выбора непрерывного режима работы.

Прерывистый режим реализует более быструю переходную характеристику. Это особенно важно в случае резкого снижения выходного тока. Так как ток дросселя падает до нуля во время каждого периода рабочей частоты, то внезапное снижение потребляемого нагрузкой тока можно скорректировать уже в следующем периоде путём уменьшения коэффициента заполнения. Этот приём называется «сброс нагрузки». Поскольку тока дросселя недостаточно для того, чтобы компенсировать резкое снижение тока нагрузки, необходимо израсходовать накопленную в течение последнего импульса энергию конденсатора. На резкое же возрастание выходного тока схема быстро среагирует увеличением коэффициента заполнения и пикового тока. Ещё одним преимуществом прерывистого режима является то, что в нём схема не подвержена субгармоническим колебаниям и не требует коррекции крутизны нарастания выходного сигнала. Так как при отпирании ключа ток в дросселе и напряжение в точке коммутации равны нулю, мощность на коммутацию не потребляется. Отпирание ключа при нулевом токе — наилучший вариант с точки зрения минимизации потерь при коммутации.

Недостатком прерывистого режима работы следует считать очень высокие пиковый ток дросселя, пиковый ток коммутации и ток пульсаций. Высокий ток пульсаций означает использование выходного конденсатора большой ёмкости с малым ЭПС. Ключ работает при очень большом отношении пикового тока к среднему, поэтому должен обладать большим номинальным пиковым током. Общая выходная мощность ограничивается пиковым током дросселя, а пиковый ток дросселя ограничивается характеристикой его насыщения. Когда дроссель насыщается, он больше не может накапливать энергию. Ток дросселя перестаёт управляться приложенным напряжением, поэтому ток в ключе очень быстро возрастает. При этом велика вероятность выхода ключа из строя. В прерывистом режиме напряжение пульсаций на выходе преобразователя зависит от тока нагрузки. Чем больше выходной ток, тем выше пульсации напряжения.

Непрерывный режим работы имеет преимущества по следующим параметрам: ток пульсаций, пиковый ток дросселя, пиковый ток ключа и максимальная выходная мощность. Но вот сброс нагрузки при внезапном снижении выходного тока представляет большую проблему, потому что вся энергия, накопленная дросселем, обязательно должна быть передана в нагрузку. Вследствие этого выходное напряжение может резко вырасти, даже несмотря на то, что в течение нескольких периодов рабочей частоты ключ оказывается разомкнут. Медленная переходная характеристика в непрерывном режиме работы означает необходимость реализации мягкого запуска, иначе вероятность перенапряжения на выходе оказывается очень большой. По существу мягкий запуск реализует очень медленную

переходную характеристику в начальный момент в сочетании с быстрой переходной характеристикой при нормальном режиме работы. Низкий ток пульсаций в непрерывном режиме позволяет использовать выходные конденсаторы с меньшей ёмкостью и более высоким ЭПС. Напряжение пульсаций в непрерывном режиме работы не изменяется.

Используемый в непрерывном режиме работы ключ должен обладать большей номинальной мощностью, так как он замыкается (т. е. ключевой транзистор открывается) при полном выходном напряжении и полном токе дросселя. Это наихудший случай с точки зрения минимизации потерь мощности в ключе. Непрерывный режим работы при коэффициенте заполнения более 50% требует использовать схему коррекции крутизны нарастания сигнала. Такая коррекция требует также, чтобы индуктивность дросселя была минимальной. Выбор большей величины индуктивности позволяет увеличить выходную мощность, но ценой ухудшения переходной характеристики.

В схеме на **Рис. 4.5** реализован непрерывный режим работы, так как источник питания предназначен для использования в системах телекоммуникаций с напряжением 48 В и относительно постоянной выходной мощностью. Снова выберем ток пульсаций, равный 10% полного тока дросселя. В понижающем преобразователе пиковый ток дросселя был равен сумме выходного тока и половинного тока пульсаций. Для повышающего преобразователя это не так. С учётом того что энергия, накопленная в дросселе в период, пока ключ замкнут, должна быть равна энергии, отдаваемой в нагрузку:

$$V_{IN} \times I_{L-AVG} \times DC = (V_{OUT} - V_{IN}) \times I_{OUT}; \quad (4.4)$$

$$DC = (V_{OUT} - V_{IN}) / V_{OUT}.$$

Выполнив перестановку, получим средний ток дросселя:

$$I_{L-AVG} = (V_{OUT} \times I_{OUT}) / V_{IN}.$$

Подстановка значений при максимальной нагрузке даёт

$$I_{L-AVG} = (5.2 \times 48.0) / 12 = 20.8 \text{ А}.$$

Пиковый ток дросселя I_{LIMIT} будет равен $20.8 \text{ А} + \text{одна вторая тока пульсаций} = 20.8 + 2.1 = 22.9 \text{ А}$.

Теперь мы готовы определить сопротивление токоизмерительного резистора. Из справочных данных находим, что:

$$R_{ИЗМ.} = 120 \text{ мВ} / I_{LIMIT}, \text{ поэтому } R_{ИЗМ.} = 0.12 / 22.9 = 0.005 \text{ Ом}.$$

Обратите внимание, что токоизмерительный резистор ($R_{ИЗМ.}$) включается между дросселем и первичным источником питания. Его можно было бы включить между дросселем и ключом, но в таком случае сложнее рассчитать параметры токоизмерительного усилителя. Если $R_{ИЗМ.}$ расположен на входе источника питания, синфазное напряжение на входе усилителя измерителя тока стабильно и близко к напряжению источника питания. Если же $R_{ИЗМ.}$ расположен со стороны ключа, оно изменяется каждый период от нуля до полного выходного напряже-

ния. Дополнительное переменное напряжение помех, вызванное неполным подавлением синфазного сигнала, может нарушить корректную работу усилителя измерителя тока.

Чтобы получить уравнение для повышающего преобразователя, подобное уравнению (4.1), можно использовать уравнение дросселя:

$$L = V_{IN} \times (V_{OUT} - V_{IN}) / (\Delta I \times f \times V_{OUT}). \quad (4.5)$$

Подставив значения, указанные на **Рис. 4.5**, получим

$$L = 12.0 \times (48.0 - 12.0) / (2.8 \times 100 \text{ кГц} \times 48.0) = 32 \text{ мкГн}.$$

Теперь следует выбрать ключевой транзистор. При работе схемы на частоте 100 кГц единственным приемлемым вариантом является МОП-транзистор. Напряжение пробоя должно быть с некоторым запасом выше выходного напряжения, чтобы гарантировать надёжную работу ключа. Транзистор серии IRFZ44V имеет минимальное напряжение пробоя 60 В, что даёт запас 25%. Необходимо также убедиться, что выбранный транзистор удовлетворяет требованиям по току и рассеиваемой мощности. Пиковый ток в нашей схеме равен 22.9 А, а максимально допустимый ток выбранного нами транзистора составляет 39 А (при 100°C), что вполне подходит. Теперь определим рассеиваемую мощность транзистора. В худшем случае коэффициент заполнения ШИМ составляет 90%, а максимальный ток равен 22.9 А. Сопротивление открытого транзистора равно 0.0165 Ом, поэтому максимальная рассеиваемая на нём мощность равна $22.9 \text{ А} \times 22.9 \text{ А} \times 0.0165 \text{ Ом}$, т. е. 8.7 Вт. В справочных данных на микросхему LG1680 указано, что максимальное время нарастания и спада импульсов составляет 50 нс при ёмкости транзистора IRFZ44V 1800 пФ. Коммутационные потери, таким образом, равны

$$50 \text{ нс} \times I_{PK} \times V_{OUT} \times f = 50 \text{ нс} \times 22.9 \times 48 \text{ В} \times 100 \text{ кГц} = 5.5 \text{ Вт}.$$

Суммарная рассеиваемая мощность ключа составляет 14.2 Вт и находится в пределах номинальной мощности выбранного нами транзистора с соответствующим теплоотводом. (Формула для расчёта коммутационных потерь приведена в главе 7.)

Пиковый ток диода равен пиковому току дросселя, поэтому нам нужен будет диод с пиковым номинальным током 23 А и напряжением пробоя не менее выходного напряжения. Коэффициент заполнения тока диода намного меньше коэффициента заполнения в ключе, поэтому средняя мощность много меньше пиковой мощности. Сдвоенный диод Шотки MBR20100СТ обеспечивает более чем достаточный запас по характеристикам, обладая напряжением пробоя 100 В, максимально допустимым прямым током 20 А и падением напряжения в прямом направлении 0.9 В. Максимальная мощность рассеивается в течение короткого времени сброса в нагрузку, когда непрерывно течёт пиковый ток дросселя. Рассеиваемая мощность равна $0.9 \text{ В} \times 22.9 \text{ А}$, т. е. 20.6 Вт. Коэффициент заполнения тока диода составляет 25%, что даёт среднюю мощность 5.1 Вт. При такой мощности для диода потребуется радиатор.

Проблемы, возникающие с минимизацией помех на входе и выходе повышающего преобразователя, прямо противоположны аналогичным проблемам для

случая понижающего преобразователя. Входной ток в повышающем преобразователе постоянен (при непрерывном режиме работы), ток пульсаций равен току пульсаций в дросселе. Это существенно упрощает реализацию помехоподавляющего фильтра. Расчёт фильтра упрощает также и то, что форма сигнала треугольная, а не прямоугольная. Мы можем аппроксимировать среднеквадратический ток пульсаций значением $0.707 \times$ (пиковый ток пульсаций / 2). Такая аппроксимация не совсем точна, но, поскольку нам всё равно нужно предусмотреть определённый запас по току, небольшая ошибка не будет иметь значения.

Ток выходного конденсатора имеет фактически пилообразную форму с пиковым значением, равным пиковому току дросселя. ЭПС выходного конденсатора велико вследствие высокого тока пульсаций. Среднеквадратический ток пульсаций можно определить из следующего уравнения:

$$I_{RMS} = I_{PK} (DC - DC^2). \quad (4.6)$$

Как и при расчёте понижающего преобразователя, отнесём одну треть напряжения пульсаций на ёмкостное сопротивление выходного конденсатора, а две трети — на его ЭПС. Аналогично, чтобы удовлетворить требованиям к величинам пульсаций напряжения и рассеяния энергии в конденсаторе, нам, возможно, потребуется увеличить ёмкость конденсатора вследствие его большого ЭПС.

Схема повышающего преобразователя не приспособлена для синхронного выпрямления. Его тем не менее можно реализовать, но с использованием дискретных компонентов (автору данной книги известна лишь одна серия интегральных микросхем повышающего преобразователя, в которых используется синхронное выпрямление). Поэтому в повышающих преобразователях в качестве выпрямителя используется диод, что снижает максимально возможную производительность схемы. При коэффициенте заполнения около 50% рассеивание мощности в диоде намного больше, чем в транзисторном ключе. КПД такой схемы составляет примерно 89%.

На **Рис. 4.6** изображён повышающий преобразователь с питанием от одной литиевой батареи или от нескольких никель-металлогидридных элементов. Микросхема MAX1896 выполнена в 6-выводном корпусе и отличается предельно малыми габаритами и минимальной стоимостью. Это ШИМ-контроллер с управлением по току, включающий все необходимые функции: коррекцию крутизны, коррекцию обратной связи, генератор частоты коммутации и измеритель тока. Работа на частоте 1.4 МГц способствует уменьшению габаритов, так как дроссель может быть очень маленьким, а конденсаторы — керамическими или танталовыми. В схеме управления реализован также режим пропуска импульсов для работы с низким выходным током.

В управлении параметрами MAX1896 использованы преимущества, которые даёт реализация преобразователя в виде интегральной микросхемы. Так как сопротивление в открытом состоянии полевого ключа легко контролируемо, его можно использовать для измерения тока. Напряжение на выводе L_X прямо пропорционально току дросселя при открытом ключе. Его сопротивление составляет примерно 0.7 Ом, что задаёт ток срабатывания, равный 550...800 мА. Предел огра-

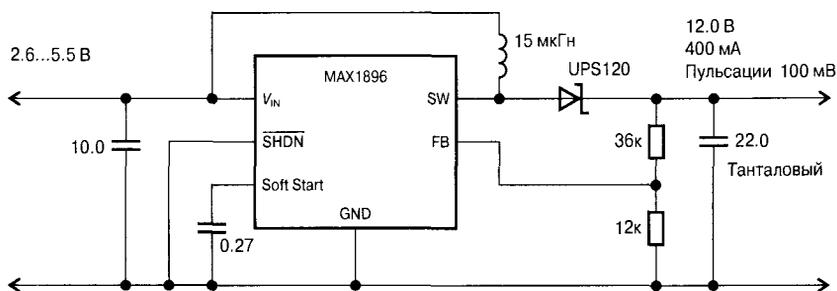


Рис. 4.6. Пример повышающего преобразователя, работающего от батарей

ничения тока зависит от сопротивления открытого ключа и степени коррекции крутизны (а также косвенно от коэффициента заполнения).

Данная схема немного отличается от предыдущей (см. Рис. 4.5.), где входное напряжение является относительно стабильным. Напряжение же батареи значительно меняется в процессе эксплуатации. По мере разряда элементов питания напряжение будет снижаться всё быстрее. Мы должны спроектировать схему с учётом самого низкого входного напряжения, чтобы обеспечить достаточный коэффициент заполнения для накопления дросселем соответствующей энергии. И снова нам нужно выбрать ток пульсаций. Можно выбрать его равным 100 мА, так как высокая рабочая частота преобразователя позволяет использовать конденсаторы относительно маленькой ёмкости при достаточно низких пульсациях напряжения. Используем указанные на Рис. 4.6 значения входного и выходного напряжений и уравнение (4.5):

$$L = 2.6 \times (12.0 - 2.6) / (0.10 \times 1.4 \text{ МГц} \times 12.0) = 15 \text{ мкГн.}$$

Частота коммутации 1.4 МГц позволяет использовать конденсаторы фильтра очень маленькой ёмкости, которые могут быть танталовыми или керамическими. Параметры цепи внутренней коррекции зависят от низкочастотного нуля передаточной функции, создаваемого танталовым конденсатором и его ЭПС. Если использовать керамический конденсатор, то его очень малое ЭПС «сдвинет» нуль ПФ к более высокой частоте. Ещё одной проблемой в случае использования керамического конденсатора является значительная величина его эквивалентной индуктивности. Сочетание высокой индуктивности и малого ЭПС усложняют расчёт параметров такого контура. Рекомендации по расчёту ёмкости конденсатора прямой связи, который корректирует цепь обратной связи в случае использования керамического выходного конденсатора, можно найти в справочных данных на микросхему.

MAX1896 содержит внутреннюю схему мягкого запуска, которую требуется дополнить только внешним времязадающим конденсатором. Схема ограничивает ток коммутации до тех пор, пока напряжение на выводе мягкого запуска (Soft Start) не достигнет 1.5 В. При расчёте ёмкости конденсатора мы будем использовать это напряжение переключения и значение тока через конденсатор, равное

4 мкА. Для схемы, изображённой на **Рис. 4.6**, требуется обеспечить время мягкого запуска 100 мс, поэтому, используя определения ёмкости, заряда и тока, получим

$$\text{Заряд} = \text{ток} \times \text{время} = 4 \text{ мкА} \times 100 \text{ мс} = 400 \text{ нКл};$$

$$C = Q / V = 400 \text{ нКл} / 1.5 \text{ В} = 266 \text{ нФ}.$$

Таким образом, для ёмкости конденсатора мягкого запуска можно выбрать стандартное значение 270 нФ.

4.4. Инвертирующие схемы

На **Рис. 4.7** изображена инвертирующая схема преобразователя с использованием контроллера MAX1846. Этот контроллер предназначен для реализации полнофункциональных схем, обеспечивающих максимальное гибкое управление параметрами в сочетании с малыми габаритами. Питание этой схемы осуществляется от нескольких никель-металлогидридных элементов. Минимальное входное напряжение контроллера 3.0 В не позволяет применять один литиевый элемент питания.

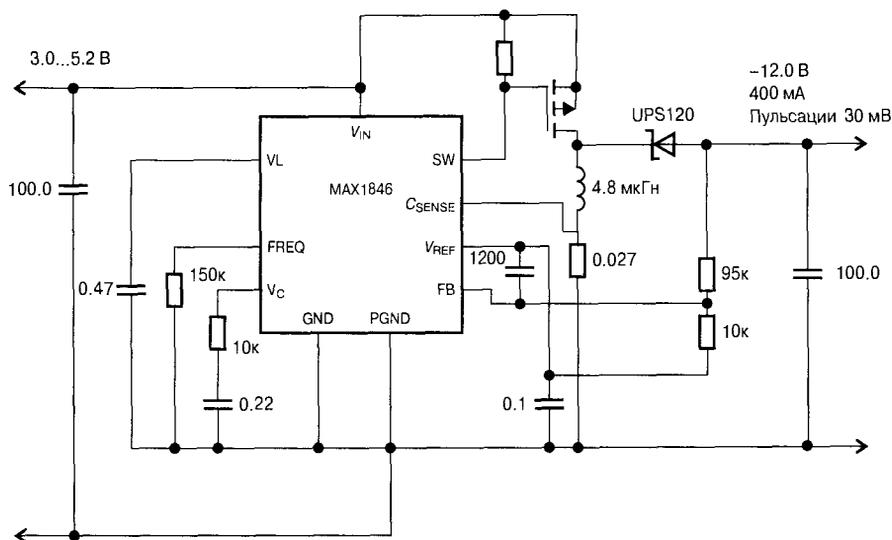


Рис. 4.7. Схема инвертирующего преобразователя с использованием контроллера MAX1846

Первым параметром, который нам предстоит выбрать, является частота коммутации. Частоту контроллера можно устанавливать в пределах 100...500 кГц. Производительность схемы, вследствие особенностей работы p -канального полевого транзистора, будет сильно зависеть от частоты коммутации. Поскольку в p -канальных полевых транзисторах заряд переносится неосновными носителями («дырками»), коммутационные потери в них выше, чем в n -канальных. Нам нужно обеспечить минимум динамических потерь в ключе, в сочетании с малыми габаритами компонентов и максимально высокой частотой коммутации. Ещё од-

ним параметром, ограничивающим частоту коммутации, является максимальный коэффициент заполнения. Минимальный межимпульсный интервал для данного контроллера составляет 400 нс, поэтому с ростом частоты предельно достижимый коэффициент заполнения уменьшается. С другой стороны, при увеличении отношения абсолютного выходного напряжения к входному напряжению максимальный коэффициент заполнения возрастает. Произведя перестановку в уравнении (1.10) из главы 1, можно получить зависимость коэффициента заполнения от входного и выходного напряжений:

$$DC = V_{\text{out}} / (V_{\text{out}} - V_{\text{in}}).$$

Подставив сюда указанные на **Рис. 4.7** значения, получаем, что максимальный коэффициент заполнения равен

$$DC = (-12) / (-12 - 3.0) = 80\%.$$

В справочных данных на микросхему MAX1846 указано, что типовая частота коммутации для максимального коэффициента заполнения 80% составляет 500 кГц. Но для худшего случая при такой частоте запас по коэффициенту заполнения может оказаться недостаточным, и величина 80% не будет достигнута. Выберем частоту коммутации 400 кГц, чтобы обеспечить необходимый запас.

Рассмотренный в данном примере источник питания предназначен для аналоговой системы, в которой могут быть значительные выбросы тока, поэтому при его проектировании нам нужно обеспечить быструю переходную характеристику. Уравнение (4.4) вполне подходит и для инвертирующей схемы. Таким образом:

$$V_{\text{IN}} \times I_{\text{L-AVG}} \times DC = V_{\text{OUT}} \times I_{\text{OUT}}.$$

Подставив формулу для коэффициента заполнения и выполнив перестановку, получим

$$I_{\text{L-AVG}} = (V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN}}) \times I_{\text{OUT}} / V_{\text{IN}} = (-12 - 3.0) \times (-0.5) / 3.0 = 2.5 \text{ А}. \quad (4.7)$$

Обратите особое внимание на знаки, соответствующие полярности выходного тока и выходного напряжения!

Выберем ток пульсаций, равный 50% среднего тока дросселя при максимальной нагрузке. Отсюда пиковый ток дросселя равен 3.13 А. Установка такого высокого тока пульсаций при максимальной нагрузке и минимальном входном напряжении может привести к прерывистому режиму работы при очень малых нагрузках и максимальном входном напряжении. Напряжение пульсаций будет постоянным, пока источник питания работает в непрерывном режиме. Оно даже снизится, когда источник питания перейдет в прерывистый режим работы при низком выходном токе. Важно проверить на практике стабильность контура и для непрерывного, и для прерывистого режимов работы, потому что значения коэффициента обратной связи различаются в зависимости от режима.

Снова используем уравнение дросселя и сделаем перестановку для инвертирующего преобразователя:

$$L = (V_{\text{IN}} \times V_{\text{OUT}}) / ((\Delta I \times f) \times (V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN}})). \quad (4.8)$$

Подставив значения из Рис. 4.7, получим

$$L = (3.0 \times (-12.0)) / ((1.25 \times 400 \text{ кГц}) \times (-12 - 3.0)) = 4.8 \text{ мкГн.}$$

На Рис. 4.7 приведены рабочие параметры как на входе, так и на выходе схемы. Чтобы определить индуктивность дросселя, мы использовали минимальное входное напряжение и максимальный выходной ток, предположив, что режим работы — непрерывный. Можно произвести расчёт для максимального входного напряжения и минимального выходного тока, чтобы оценить влияние прерывистого режима работы.

Коэффициент заполнения при полностью заряженных элементах питания будет равен

$$DC = (-12) / (-12 - 4.2) = 0.74.$$

Чтобы найти ΔI , выполним перестановку в уравнении (4.8):

$$\begin{aligned} \Delta I &= (V_{IN} \times V_{OUT}) / ((L \times f) \times (V_{OUT} - V_{IN})) = \\ &= (4.2 \times (-12)) / ((4.8 \text{ мкГн} \times 400 \text{ кГц}) \times (-12 - 4.2)) = 1.62 \text{ А.} \end{aligned}$$

В момент перехода из непрерывного режима работы в прерывистый I_{L-AVG} равен $\Delta I / 2$. Чтобы найти I_{OUT} , выполним перестановку в уравнении (4.7):

$$I_{OUT} = (I_{L-AVG} \times V_{IN}) / (V_{OUT} - V_{IN}) = (0.81 \times 4.2) / (-12 - 4.2) = 210 \text{ мА.}$$

Полученный результат показывает, что наша схема будет работать в прерывистом режиме, когда элементы питания полностью заряжены и ток нагрузки меньше 210 мА.

Инвертирующий преобразователь, реализованный на основе ИС с управлением по току, будет ограничивать ток короткого замыкания благодаря тому, что в этом случае ключ отключает дроссель от первичного источника питания. Выходной ток короткого замыкания будет ограничен значением пикового тока дросселя.

Сопротивление токоизмерительного резистора определяется, исходя из пикового тока дросселя при максимальной выходной мощности с помощью имеющейся в справочных данных на микросхему формулы

$$R_{CS} = 0.085 \text{ В} / I_L = 0.085 / 3.13 \text{ А} = 0.027 \text{ Ом.}$$

Теперь обратимся к выбору ключевого транзистора. Напряжение на затворе ключа равно входному напряжению. Значит, мы должны начать свой поиск с компонента, который полностью открывается при 3.0 В. Напряжение сток — исток будет равно сумме входного и выходного напряжений, поэтому напряжение пробоя должно быть выше 16.2 В. Последним определяющим параметром служит пиковый ток стока. В нашем источнике питания пиковый ток дросселя равен 3.13 А. Наиболее подходящим компонентом, удовлетворяющим всем этим требованиям, является полевой транзистор серии IRF7425.

В инвертирующей схеме преобразователя ток и входного, и выходного конденсаторов является прерывистым. Он имеет пилообразную форму с пиковой амплитудой, равной пиковому току дросселя. При выборе входного и выходного конденсаторов важно обращать внимание на их ЭПС и номинальный ток пульса-

ций. Как и при проектировании понижающего преобразователя, нужно принимать во внимание высокую добротность и отрицательный импеданс входного фильтра. Среднеквадратический ток входного конденсатора равен

$$I_{\text{RMS}} = I_{\text{OUT}} \sqrt{\frac{DC}{1 - DC}}$$

4.5. Комбинированные (понижающие/повышающие) схемы

На Рис. 4.8 изображён вариант повышающей/понижающей схемы на основе интегральной микросхемы преобразователя MAX641.

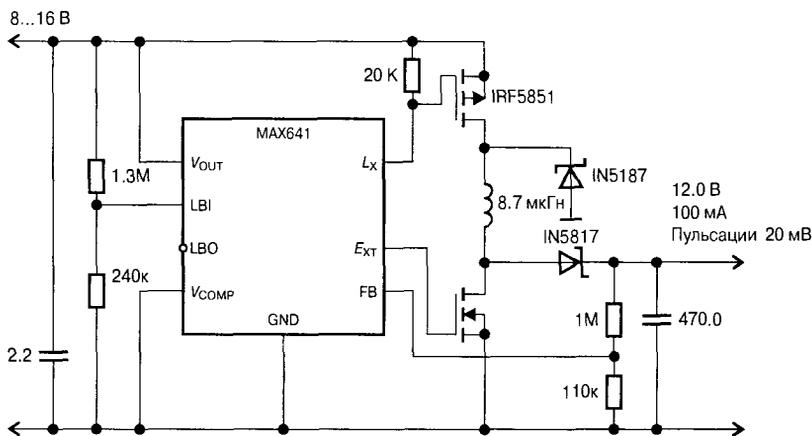


Рис. 4.8. Повышающая/понижающая схема преобразователя на основе ИС MAX641

Микросхема MAX641 предназначена для работы в качестве повышающего стабилизатора с фиксированным выходным напряжением. Благодаря комбинированным выходам её можно использовать и в комбинированной схеме. Вывод L_X соединён с выходом внутреннего МОП-транзистора, а вывод Ext предназначен для управления внешним МОП-ключом в схемах с большой выходной мощностью. Вывод V_{OUT} фактически используется для питания внутренних цепей микросхемы. В обычном повышающем режиме начальная загрузка системы осуществляется за счёт тока дросселя. При этом для питания ИС необходимо подключить вывод V_{OUT} микросхемы непосредственно к линии питающего напряжения V_{IN} .

Методика проектирования комбинированного преобразователя идентична той, что была использована для инвертирующей схемы. Коэффициент заполнения при непрерывном режиме работы рассчитывается по формуле

$$DC = V_{OUT} / (V_{IN} + V_{OUT}).$$

Ток дросселя максимален, когда входное напряжение ниже выходного, т. е. когда схема работает в качестве повышающего преобразователя. В данном случае к ней применима зависимость, выраженная уравнением (4.4):

$$V_{IN} \times I_{L-AVG} \times DC = V_{OUT} \times I_{OUT}$$

Подставив формулу для коэффициента заполнения и выполнив перестановку, получим

$$I_{L-AVG} = (V_{OUT} + V_{IN}) \times I_{OUT} / V_{IN} = (4.0 + 6.0) \times 1.0 / 4.0 = 2.5 \text{ A.}$$

Выберем ток пульсаций, равный 20% от среднего тока дросселя при максимальной нагрузке. Пиковый ток дросселя получается равным 2.75 А. Мы будем вынуждены использовать минимальное входное напряжение, чтобы получить достаточно малую индуктивность дросселя для соответствующего выходного тока.

Снова применим уравнение дросселя и выполним перестановку для комбинированного преобразователя:

$$L = (V_{IN} \times V_{OUT}) / ((\Delta I \times f) \times (V_{OUT} + V_{IN})).$$

Подставив значения, указанные на **Рис. 4.8**, получим

$$L = (4.0 \times 6.0) / ((0.5 \times 550 \text{ кГц}) \times (4.0 + 6.0)) = 8.7 \text{ мкГн.}$$

Выбор МОП-транзисторов производится по тем же критериям, что и раньше. В первую очередь подбираем их по напряжению затвора, затем по максимально допустимому напряжению сток-затвор. И в завершение проверяем, что номинальный ток открытого транзистора соответствует заданному.

Данная схема является довольно дорогостоящей из-за наличия дополнительных ключа и диода. К тому же эти дополнительные компоненты снижают производительность. Другой вариант комбинированной схемы преобразователя, в котором затраты на дополнительные ключ и диод заменяются затратами на дополнительные дроссель и конденсатор, представляет собой так называемый SEPIC-конвертер (Single-Ended Primary Inductance Converter — преобразователь с несимметрично нагруженной первичной индуктивностью). Типовая схема SEPIC изображена на **Рис. 4.9**.

Информации по преобразователям SEPIC очень мало. В своих поисках на сайтах производителей ИС обнаружил только три мало-мальски подходящих руководства по проектированию преобразователей SEPIC. Это описания микро-

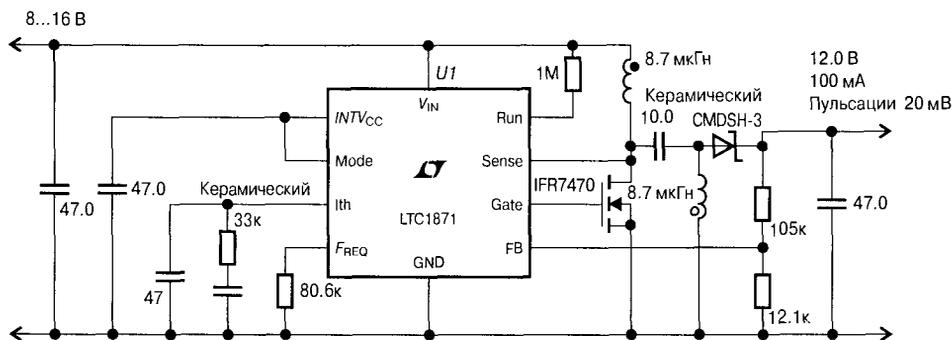


Рис. 4.9. Типовая схема преобразователя с несимметрично нагруженной первичной индуктивностью (SEPIC)

схем DN48 фирмы TI (Unitrode), AN1051 фирмы Maxim и статья от National Semiconductor в журнале EDN Magazine от 17 октября 2002 года.

Лучше всего описать принцип действия преобразователя SEPIC (а также преобразователя Чука и zeta-преобразователя как частных случаев), представив схему как усилительный каскад с резистивно-ёмкостной связью по напряжению. В RC-усилителе наличие нагрузочного резистора позволяет активному компоненту (в данном случае — ключу) производить переменное напряжение, изменяя силу тока, текущего через этот резистор. Переменное напряжение связано с цепью нагрузки конденсатором, который является для него замкнутой цепью. Конденсатор защищает усилитель от постоянного напряжения, снимаемого с нагрузки. На высоких частотах резистор можно заменить дросселем, чтобы мощность рассеяния усилителя была меньше. Прямоугольный сигнал поступает в цепь нагрузки, где диод, дроссель и фильтрующий конденсатор преобразуют переменное выходное напряжение в постоянное, как это делается и в понижающем преобразователе.

Если индуктивность двух дросселей в схеме SEPIC одинакова, то к ним приложено одинаковое напряжение и в них течёт одинаковый ток. Схемы SEPIC для простоты проектируются обычно с равными индуктивностями дросселей, но это необязательно. Если индуктивности дросселей равны, то их можно намотать на одном и том же сердечнике. В справочных данных на микросхему DN48 приведена соответствующая последовательность проектирования. Уравнения дросселя и коэффициента заполнения для схемы SEPIC такие же, как и для комбинированной схемы, изображённой на **Рис. 4.8**.

Сначала нам нужно выбрать частоту коммутации. Затем мы рассчитываем величину максимального тока дросселя. Максимальный ток дросселя возникает, когда входное напряжение ниже выходного, и схема работает как повышающий преобразователь:

$$I_{L-AVG} = (V_{OUT} + V_{IN}) \times I_{OUT} / V_{IN} = (4.0 + 6.0) \times 1.0 / 4.0 = 2.5 \text{ A.}$$

Выберем ток пульсаций, равный 20% от среднего тока дросселя при максимальной нагрузке. Пиковый ток дросселя получается равным 2.75 А. Чтобы выбрать достаточно малую индуктивность дросселя для соответствующего тока, необходимо использовать минимальное входное напряжение.

Снова применим уравнение дросселя и выполним перестановку для комбинированного преобразователя:

$$L = (V_{IN} \times V_{OUT}) / ((\Delta I \times f) \times (V_{OUT} + V_{IN})).$$

Подставив значения, указанные на **Рис. 4.9**, получим

$$L = (4.0 \times 6.0) / ((0.5 \times 550 \text{ кГц}) \times (4.0 + 6.0)) = 8.7 \text{ мкГн.}$$

Вычисленное нами значение представляет собой индуктивность каждого из двух дросселей.

Следующим шагом будет определение среднеквадратического тока пульсаций в разделительном конденсаторе. В справочных данных на DN48 приведено следующее уравнение:

$$I_{CRMS} = \sqrt{I_{OUT(max)}^2 \times DC_{(max)} \times I_{IN(max)}^2 \times (1 - DC_{(max)})} =$$

$$= \sqrt[2]{1 + \frac{4}{4+6} \times 2.5^2 \times 1 + \frac{4}{4+6}} = 1.22 \text{ A.}$$

Следует выбирать разделительный конденсатор, способный работать при таком токе пульсаций.

После этого подберём выходной конденсатор, обеспечивающий требуемую величину пульсаций выходного напряжения. Как и в уже рассмотренных нами схемах, «положим» две трети напряжения пульсаций на ЭПС конденсатора, а одну треть — на его ёмкостное сопротивление X_C . Выходной ток пульсаций равен

$$I_{RMS} = I_{OUT} \sqrt{\frac{DC}{1 - DC}}.$$

При расчёте ёмкости конденсатора и определении требуемой величины ЭПС используем уравнения, приведённые в разделе 4.2 для расчёта схемы понижающего преобразователя.

Напряжение затвора внешнего МОП-транзистора устанавливается в 5.2 В входящим в состав микросхемы LTC1871 внутренним стабилизатором напряжения, поэтому потребуется МОП-транзистор логического уровня. Напряжение стока равно $V_{IN} + V_{OUT}$. Пиковый ток транзистора равен $I_{IN} + I_{OUT}$. Пиковый ток и пиковое обратное напряжение диода равны току и напряжению МОП-транзистора.

4.6. Схемы с накачкой заряда

Для новичков в области разработки схем с накачкой заряда отправной точкой может служить нижеприведённая последовательность проектирования.

1. Выберите микросхему, основываясь на выходной мощности, габаритах, входном напряжении и т. д. Отношение входного напряжения к выходному определяет выбор повышающего, понижающего или инвертирующего преобразователя. Выбор определяется также типом стабилизации выходного напряжения.
2. Выберите частоту коммутации (если она регулируемая) и ёмкость «летающего» конденсатора.
3. Выберите величину напряжения пульсаций на выходе. Исходя из неё, выберите выходной конденсатор.

На **Рис. 4.10** изображён повышающий стабилизатор с накачкой заряда. Микросхема LTC3200-5 производит стабилизированное напряжение 5.0 В при питании от одного литиевого элемента. Это типичный пример схемы с накачкой заряда, имеющей очень мало внешних компонентов. Для того чтобы получить преобразователь нестабилизированного низкого напряжения в стабилизированное напряжение 5.0 В, к ИС LTC3200-5 требуется добавить только три внешних конденсатора¹⁾. Выходное напряжение устанавливается в 5.0 В благодаря наличию

¹⁾ А также конденсатор и дроссель, которые нужны для реализации входного фильтра помех. — *Примеч. ред.*

внутреннего делителя напряжения для цепи обратной связи. Все используемые конденсаторы могут быть керамическими небольшой ёмкости, поскольку частота коммутации равна 2 МГц.

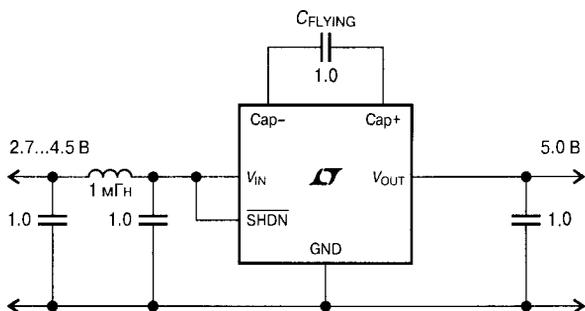


Рис. 4.10. Повышающая схема с накачкой заряда со стабилизацией выходного напряжения

Как указывалось в главе 1, схема с накачкой заряда имеет эквивалентное сопротивление, равное

$$R_{EQ} = 1 / (f \times C_{FLYING}).$$

Данная формула справедлива, если эквивалентное сопротивление намного больше сопротивления внутреннего ключа. На эквивалентном сопротивлении схемы с накачкой заряда происходит рассеивание мощности. Применяя «летающий» конденсатор большей ёмкости, можно снижать потери мощности до тех пор, пока не начнёт сказываться влияние его ЭПС.

В справочных данных рекомендуется не использовать в качестве «летающих» танталовые или алюминиевые электролитические конденсаторы, потому что в первый момент при запуске схемы напряжение на конденсаторах имеет отрицательную полярность. Впрочем, эти конденсаторы всё равно не годятся для использования в данном источнике питания, так как на частоте коммутации 2 МГц они имеют чересчур большое ЭПС.

КПД источника питания зависит от соотношения выходного и входного напряжений. Импульсный характер накачки заряда позволил бы достичь почти 100%-ной производительности при выходном напряжении, вдвое большем входного, и очень малой нагрузке. С увеличением нагрузки возрастают потери мощности в ЭПС конденсатора и внутренних сопротивлениях элементов схемы. С ростом тока нагрузки возрастают также и потери вследствие эквивалентного сопротивления переключения. Все эти потери ограничивают выходной ток при очень малых входных напряжениях, что отражено в справочных данных.

Чтобы получить стабилизированное выходное напряжение 5 В, которое меньше удвоенного входного (при входном напряжении в пределах 2.7...5.0 В), микросхема должна рассеивать «лишнюю» мощность. В таком случае ИС работает как линейный стабилизатор. При входном напряжении 5.0 В КПД падает до 50%.

В справочных данных на микросхему рекомендуется выбирать ёмкость каждого из внешних конденсаторов равной 1 мкФ. Максимальный выходной ток зависит от ёмкости «летающего» конденсатора, пока не начнёт сказываться влия-

ние сопротивления внутреннего ключа. Кроме того, в справочных данных приведены зависимости эквивалентного сопротивления схемы от температуры для двух входных напряжений при ёмкости «летающего» конденсатора, равной 1 мкФ. Эквивалентное сопротивление записывается как $1/(f \times C)$, т. е. в данном примере (при $f = 2$ МГц) составляет 0.5 Ом.

Далее следует выбрать выходной конденсатор, исходя из требуемой величины пульсаций выходного напряжения. Мы будем использовать керамический конденсатор, обладающий практически нулевым ЭПС, поэтому его ёмкостное сопротивление является преобладающим источником пульсаций:

$$V_{p-p} = I_{OUT} / (2 \times \pi \times f \times C) = 40 \text{ мА} / (6.28 \times 2 \text{ МГц} \times 1 \text{ мкФ}) = 3 \text{ мВ}.$$

Мы используем значение I_{OUT} , так как коэффициент заполнения равен 50%, а поступающий на выход ток имеет практически прямоугольную форму.

Ёмкость входного конденсатора оказывает ничтожное влияние на пульсации, так как входной ток практически одинаков при заряде «летающего» конденсатора и при передаче тока на выход. Существует очень короткий интервал времени между неперекрывающимися тактовыми импульсами, когда все ключи закрыты. Это время для микросхемы LTC3200-5 составляет примерно 25 нс. Среднеквадратическое значение такого короткого импульса очень мало. Однако фронты импульсов тока отличаются довольно большой крутизной (время нарастания и спада мало), поэтому «летающий» конденсатор нужно размещать как можно ближе к самой микросхеме, чтобы предотвратить возникновение индуктивности и резонансной цепи, которые являются источниками помех. В приведённой на Рис. 4.10 схеме используются дроссель и ещё один дополнительный конденсатор, которые образуют П-образный помехоподавляющий фильтр, защищающий первичный источник питания.

На Рис. 4.11 изображена инвертирующая схема накачки заряда со стабилизацией выходного напряжения, в которой использованы микросхема MAX868 и несколько внешних компонентов (четыре конденсатора и два резистора). В течение фазы заряда микросхема подключает два «летающих» конденсатора параллельно первичному источнику питания. В ходе фазы разряда ключи перекоммутируются таким образом, чтобы соединённые последовательно «летающие» конденсаторы давали отрицательное напряжение, равное удвоенному входному (V_{IN}).

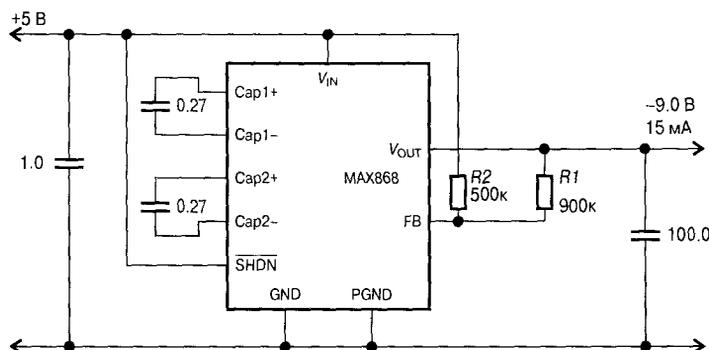


Рис. 4.11. Инвертирующая схема накачки заряда со стабилизацией выходного напряжения

Фирма Maxim описывает механизм стабилизации как ШИМ-управление, но на самом деле механизм управления заключается в подавлении импульсов. Тактовый генератор работает на постоянной частоте 450 кГц, а схема управления «отбрасывает» (подавляет) импульсы по мере необходимости, чтобы удерживать выходное напряжение стабильным.

Обратите внимание, что один из резисторов обратной связи «привязан» к входному напряжению. Это сделано для того, чтобы напряжение на выводе обратной связи всегда было положительным относительно земли. Для схемы на **Рис. 4.11** требуется стабилизированное входное напряжение, так как цепь обратной связи использует его в качестве опорного. Можно также подключить и второй источник входного напряжения, который будет использоваться в качестве опорного. В справочных данных рекомендуется задавать величину сопротивления $R2$ в пределах 100...500 кОм, чтобы ограничить ток делителя. Для того чтобы рассчитать величину $R1$, применим следующую формулу:

$$R1 = R2 \times (|V_{OUT}| / V_{REF}).$$

В справочных данных приведены формулы, которые позволяют нам рассчитать требуемые значения ёмкости для $C1$, $C2$ и C_{OUT} .

По заданным значениям $C1$ и $C2$ можно проверить, соответствует ли максимальный выходной ток проектной величине. Фирма Maxim вместо формулы для расчёта конденсаторов приводит следующее уравнение:

$$I_{OUT(MAX)} = \frac{(2 \times V_{IN}) - |V_{OUT}|}{4} \times \frac{10}{f_{max} \times (C1 + C2) + R_{OUT} \times \frac{10}{V_{IN} + |V_{OUT}|}}. \quad (4.9)$$

В справочных данных указываются максимальная частота 450 кГц и эквивалентное выходное сопротивление $R_{OUT} = 70$ Ом. Предположив, что ёмкости конденсаторов $C1$ и $C2$ бесконечно велики, мы можем преобразовать уравнение (4.9) в уравнение (4.10), которое определяет максимальный ток с учётом только напряжений и характеристик микросхемы. Подставим входное напряжение 5.0 В и выходное напряжение -9.0 В, чтобы определить, достигнет ли выходной ток проектного значения 15 мА:

$$I_{OUT(MAX)} = \frac{(2 \times 5.0) - |-9.0|}{70 \times \frac{10}{5.0 + |-9.0|}} = 20 \text{ мА}. \quad (4.10)$$

Получается, что микросхема сможет работать при таком токе. Теперь вернёмся немного назад, чтобы получить соответствующие значения для $C1$ и $C2$. Для выходного тока 15 мА знаменатель уравнения (4.9) равен

$$66.6 \text{ Ом} = 1 \text{ В} / 0.015 \text{ А}.$$

Теперь можно вычислить ёмкость в знаменателе уравнения (4.9):

$$66.6 = \frac{4}{450 \text{ кГц} \times (C1 + C2)} + 50.$$

Решение уравнения даёт:

$$C1 = C2 = 0.27 \text{ мкФ}.$$

В справочных данных приводится также уравнение на основе X_C , R_{OUT} и ЭПС:

$$V_{\text{RIPPLE(P-P)}} = ((2 \times V_{\text{IN}}) - |V_{\text{OUT}}|) \times \left(\frac{1}{1 + \frac{4 \times C_{\text{OUT}}}{C1 + C2}} + \frac{\text{ЭПС}}{R_{\text{OUT}}} \right).$$

Так как R_{OUT} равно 70 Ом, влияние ЭПС керамического конденсатора (оно составляет доли вольта) фактически равно нулю. Начнём с того, что зададим ёмкость C_{OUT} 10 мкФ. Напряжение пульсаций, в таком случае, будет равно:

$$V_{\text{RIPPLE(P-P)}} = ((2 \times 5.0) - |9.0|) \times \left(\frac{1}{1 + \frac{4 \times 10 \text{ мкФ}}{0.27 \text{ мкФ} + 0.27 \text{ мкФ}}} \right) = 13 \text{ мВ}.$$

Танталовые конденсаторы в этом диапазоне ёмкостей и напряжений имеют ЭПС порядка 0.5...3 Ом (в зависимости от производителя и технологии), поэтому напряжение пульсаций будет значительно выше.

Величина ЭПС входного конденсатора в инвертирующем источнике питания имеет важное значение, так как микросхема потребляет ток только при заряде «летающих» конденсаторов. Пиковый входной ток в 2 раза выше выходного тока. Величина пульсаций входного напряжения особенно важна, когда напряжение V_{IN} используется в качестве опорного. При этом снова потребуется керамический конденсатор большой ёмкости с малым ЭПС.

4.7. Факторы, учитываемые при разводке печатной платы

Макетная плата, применяемая на начальных этапах изучения электроники, пригодна только для маломощного источника питания с частотой коммутации до 20 кГц. На практике очень немногие источники питания работают на такой низкой частоте. Современный импульсный стабилизатор работает на частотах от 100 кГц до нескольких МГц. Гармоники импульсного сигнала простираются до диапазона ОВЧ. В случае ошибки в разводке печатной платы, предназначенной для работы на высоких частотах, результаты окажутся неутешительными (например, в виде больших клубов дыма).

Существуют две проблемы, на которые нам нужно обратить внимание. Во-первых, следует выполнить разводку печатной платы источника питания так,

чтобы она не нарушила корректность работы схемы. Во-вторых, необходимо выяснить, как могут повлиять напряжения и большие плотности тока на систему в целом, если поместить источник питания слишком близко к помехочувствительным цепям.

Процессор Pentium потребляет ток 40 А. Даже на сопротивлении всего лишь 0.01 Ом падение напряжения составит 0.4 В. В таком источнике питания очень важно разделить низкоуровневые сигналы и линии высокого тока выпрямителей и ключей. Очень легко упустить из виду магнитные эффекты, вызванные протеканием таких больших токов. Любой контур, по которому течёт ток, можно представить как один виток дросселя, наличие которого мы можем не придать значения. В нашем примере можно создать с десяток источников переменных магнитных полей, которые оказываются связаны с соседними дорожками и контурами печатной платы источника питания и другими близлежащими цепями. Конечно, источники питания, которые используются для процессоров Pentium, работают в экстремальных условиях, но зато это яркий пример того, как легко в импульсных источниках питания небрежное отношение к разводке печатной платы может стать источником проблем.

На **Рис. 4.12** представлена выбранная нами в качестве примера стандартная разводка печатной платы для типовой схемы включения интегральной микросхемы LT1871. На рисунке не показана обратная сторона печатной платы. При разводке на ней необходимо создать большой сплошной заземлённый слой, который с правой стороны платы доходит до переходного отверстия у вывода заземления микросхемы. В этой точке заземлённый слой сужается и соединяется с переходными отверстиями задающей и измерительной цепей. На схеме это изображено тонкой линией, соединяющей вывод *GND* и компоненты левой части схемы.

Первое, на что нужно обратить внимание при разводке, — ток общего провода первичного источника питания должен напрямую протекать в выходную цепь. Заметьте, что схема построена так, чтобы ориентировочно показывать физическое расположение компонентов на печатной плате. Все ключевые компоненты, а также C_{IN} и C_{OUT} размещаются рядом друг с другом подальше от сигнального заземления микросхемы LT1871. Соединение микросхемы с общим проводом является частью измерительной цепи, поэтому любые изменения напряжения вследствие импульсных токов, текущих из входного конденсатора в выходной, могут изменить напряжение, прикладываемое к измерительным цепям внутри микросхемы. Общий ток микросхемы в моменты коммутации МОП-транзистора может быть также довольно большим. Величина пикового тока затвора может в моменты отпирания или запираания ключа достигать сотен миллиампер. Это значит, что требуется довольно широкая дорожка между выводом *GND* микросхемы и общей точкой конденсаторов C_{IN} и C_{OUT} . Обратите внимание на большую заземлённую область и подключенный к одному из её углов вывод *GND* микросхемы, что ограничивает изменение напряжения из-за переменного тока, текущего в эту область из C_{IN} и C_{OUT} . Большая часть постоянного тока протекает по заземлённому слою с обратной стороны печатной платы (не показан на **Рис. 4.12**). На рисунке показаны подключения линий V_{IN} , V_{OUT} и *GND*. Подключения общих про-

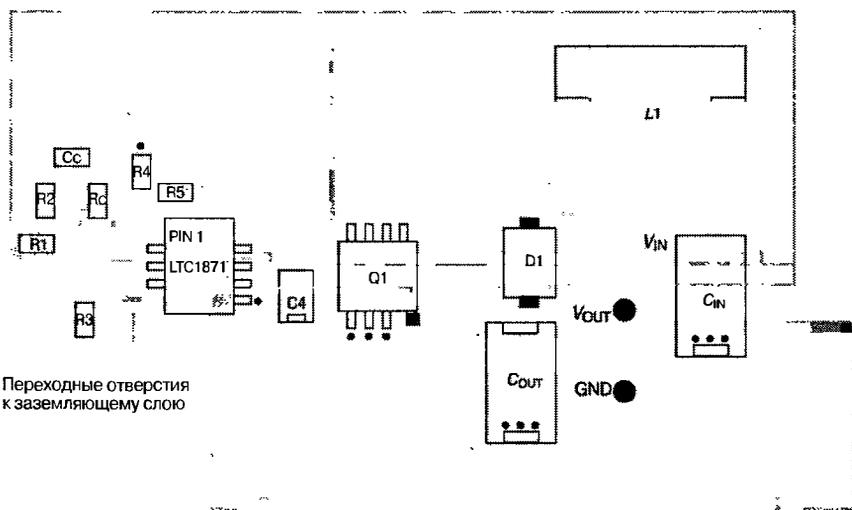
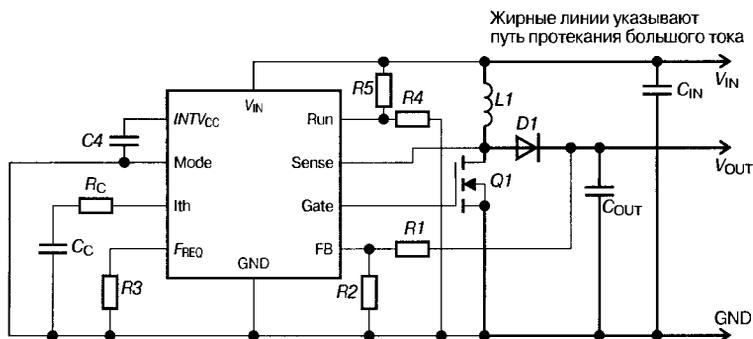


Рис. 4.12. Типовая схема разводки печатной платы для преобразователя на основе микросхемы LT1871

водов входа и выхода должны быть произведены между C_{IN} и C_{OUT} , чтобы ток сосредоточивался вблизи ключевых компонентов.

Линии, подключённые к резисторам цепи обратной связи и ко входу измерителя тока, должны быть отнесены как можно дальше от линий, управляющих затвором ключа и соединяющих ключи с дросселем. В этих линиях протекают большие переменные токи, и даже небольшие замкнутые контуры вблизи них превращаются в одновитковые дроссели, которые создают заметные переменные напряжения помех и влияют на работу линейных элементов схемы. В схеме присутствуют две основные магнитные петли. Первая состоит из $L1$, C_{IN} и $Q1$. Вторая включает C_{OUT} , $D1$ и $Q1$. Мы можем минимизировать влияние магнитных полей на измерительные цепи, укорачивая дорожки и, насколько это возможно, приближая их друг к другу. Тем самым минимизируются площадь контура и наводимое в нём напряжение.

Те же самые факторы нужно учитывать в схемах с накачкой заряда, где импульсные токи довольно велики. Необходимо будет объединить подключения к общему проводу ИС, C_{IN} и C_{OUT} в одну точку и в случае реализации стабилизированного преобразователя отнести все возможные контуры подальше от входа обратной связи.

Коль скоро работа современных источников питания осуществляется на очень высоких частотах, токопроводящие дорожки следует делать как можно шире. Даже полуторсантиметровый отрезок узкой дорожки может обладать индуктивностью во многие десятки наногенри. Все примеры проектирования, рассмотренные в этой главе, предполагают, что соответствующие схемы имеют минимальное количество паразитных элементов. Если вы невнимательно отнесётесь к паразитным индуктивностям на печатной плате, то при коммутации могут появиться непредвиденные дополнительные напряжения помех, которые будут воздействовать на работу тех или иных компонентов схемы. По возможности применяйте поверхностный монтаж, чтобы минимизировать паразитные индуктивности, образуемые выводами различных компонентов.

СХЕМЫ С ТРАНСФОРМАТОРНОЙ РАЗВЯЗКОЙ

- Механизмы обратной связи
- Обратноходовые схемы
- Проектирование практической обратноходовой схемы
- Пример сетевого обратноходового источника питания
- Пример обратноходовой схемы без гальванической развязки
- Схемы прямоходовых преобразователей
- Проектирование практического прямоходового преобразователя
- Пример сетевого прямоходового преобразователя
- Пример прямоходового преобразователя без гальванической развязки
- Двухтактные схемы
- Проектирование практической двухтактной схемы
- Полумостовые схемы
- Проектирование практической полумостовой схемы
- Мостовые схемы

В этой главе мы подробно рассмотрим схемы преобразователей с трансформаторной развязкой. Они в первую очередь применяются для сетевых источников питания, но также встречаются там, где требуется защитная развязка или где входное напряжение может колебаться выше и ниже выходного напряжения.

Во всех рассматриваемых схемах, как и в схемах из главы 4, используется ШИМ-управление по току благодаря его преимуществам в стабильности выходного напряжения и в управлении током.

5.1. Механизмы обратной связи

Сведения, приведённые в данном разделе, относятся к трансформаторным схемам, в которых трансформатор используется для гальванической развязки, например к сетевым источникам питания. Там, где гальваническая развязка не требуется, выход может напрямую подключаться к управляющей ИС.

В большинстве трансформаторных схем для электрической развязки вторичной цепи от первичной используется магнитная цепь трансформатора. В случае, когда управляющая микросхема расположена на стороне первичного источника питания (т. е. со стороны первичной обмотки разделительного трансформатора),

требуется, чтобы цепь обратной связи по выходному напряжению «пересекала» изоляционный барьер. Если ИС питается от гальванически изолированного источника питания, то изоляционный барьер должна пересекать цепь управления транзисторным ключом.

Едва ли не самым простым способом передачи информации о выходном напряжении на управляющую ИС через изоляционный барьер является применение оптопар. Как правило, оптопары обеспечивают напряжение изоляции между светодиодом и фототранзистором до 2500 В и более. Несмотря на то что некоторые характеристики оптопар не совсем соответствуют нашим требованиям, они всё же остаются приемлемым выбором благодаря своей дешевизне по сравнению с трансформаторами. Основным недостатком оптопар является большой разброс передаточной функции от экземпляра к экземпляру. Связанные с этим изменения коэффициента передачи тока вносят большие погрешности в расчёт контура управления. При его проектировании приходится «закладываться» на самый худший экземпляр оптопары. Это приводит к тому, что при использовании оптопары с номинальными параметрами система будет демпфирована сильнее, чем нужно.

Ещё одна проблема связана с относительно низкой величиной граничной частоты передаточной функции. Фототранзисторы оптопары изготавливаются с довольно большой по площади базовой областью. Это сделано для того, чтобы повысить коэффициент преобразования света в ток. Большая площадь базовой области означает большую входную ёмкость по сравнению с обычными транзисторами. Хотя эта ёмкость составляет лишь несколько пикофард, эффект Миллера¹⁾ увеличивает её до гораздо большего значения. Фототранзистор при этом работает подобно усилителю с резистивно-ёмкостной связью. Ёмкость Миллера создаёт полюс на довольно низкой частоте²⁾. Как и в *RC*-усилителе, частотную характеристику можно улучшить, уменьшая сопротивление цепи коллектора. Это снижает коэффициент усиления оптопары по напряжению. Фирмы Agilent, Claitex и некоторые другие производят оптопары с улучшенной частотной характеристикой, но они значительно дороже обычных компонентов, таких, как 4N27.

Для того, чтобы скорректировать влияние низкого коэффициента усиления и ёмкости оптопары, обычно применяют следующий метод: располагают на «вторичной» стороне преобразователя дополнительный усилитель и источник опорного напряжения. В инструкции AN-1095 фирмы National дана подробная методика проектирования с тщательным анализом контура управления системы с разделительной оптопарой. На **Рис. 5.1** изображена широко распространённая схема управления с использованием микросхемы параллельного стабилизатора TL431. Резисторы *R1* и *R2* образуют делитель выходного напряжения с целью подачи на управляющий вывод микросхемы TL431 напряжения 2.5 В. Данная схема имеет две дополнительные цепи коррекции. Они могут использоваться для того, чтобы добавить полюс или нуль в передаточную характеристику контура. Микросхема

¹⁾ Эффект Миллера в данном случае выражается в увеличении эффективной входной ёмкости в процессе усиления сигнала за счёт большого коэффициента усиления транзисторного каскада. — *Примеч. ред.*

²⁾ Тем самым ограничивается полоса пропускания и увеличивается время реакции. — *Примеч. ред.*

TL431 и её разновидности содержат в одном корпусе источник опорного напряжения, компаратор и усилитель мощности. Пример использования оптопары и операционного усилителя для реализации изолированного контура обратной связи будет приведён в главе 11. Вывод обратной связи управляющей ИС подключён к общему проводу, чтобы микросхема работала с максимально возможным коэффициентом заполнения. Вывод V_{COMP} в большинстве современных микросхем выполнен с открытым коллектором и источником тока. Включённая между этим выводом и общим проводом цепочка из последовательно соединённых резистора и конденсатора осуществляет дополнительную частотную коррекцию, а его шунтирование с помощью транзистора оптопары снижает выходное напряжение усилителя ошибки, что приводит к уменьшению коэффициента заполнения ШИМ.

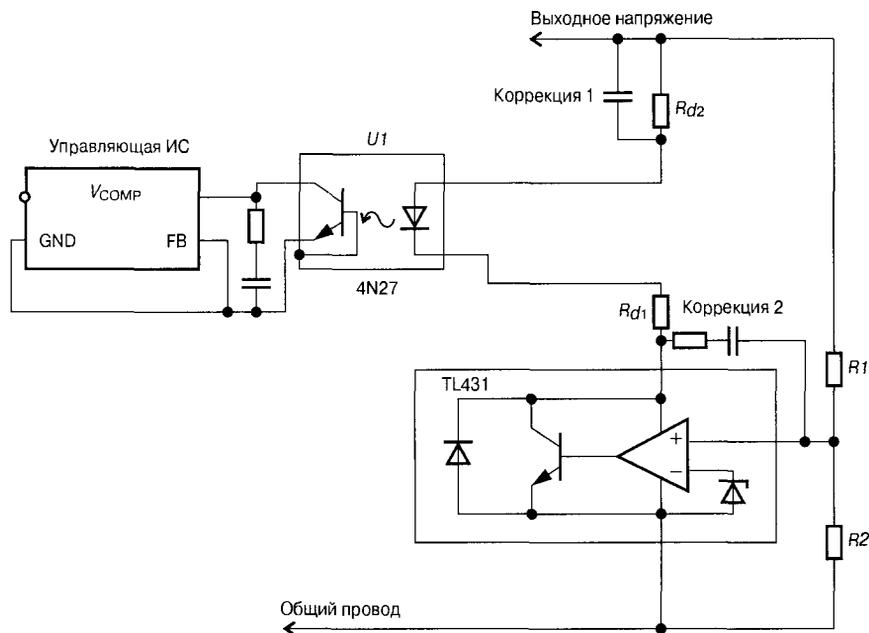


Рис. 5.1. Типовая схема реализации обратной связи с помощью оптопары с целями коррекции

Ещё одним способом гальванической развязки цепи обратной связи является применение маломощного сетевого трансформатора, работающего в линейном режиме и вырабатывающего вспомогательное напряжение питания для управляющей микросхемы. Микросхема в свою очередь обеспечивает изолированное управление ключами с помощью импульсного трансформатора. Даже в преобразователях с довольно большим выходным током мощность, требуемая для управления ключами и питания микросхемы, составляет лишь несколько ватт. От вспомогательного трансформатора не требуется особой мощности, но он должен переключаться с сетевого напряжения 110 В на 240 В и наоборот. Главным недостатком этого метода является то, что вспомогательный линейный трансформа-

тор увеличивает габариты источника питания. Вполне возможно, что при выходной мощности преобразователя 100 Вт размеры этого трансформатора окажутся даже больше, чем размеры импульсного трансформатора управления ключами! Данный метод подходит для систем с ручным выбором напряжения сети 110 В или 240 В. Не рекомендуется применять его в универсальных первичных источниках питания, потому что вспомогательный трансформатор должен будет работать как при номинальном входном напряжении 240 В, так и при 90 В¹⁾. Единственным практически реализуемым способом питания управляющей ИС в таком универсальном блоке питания является использование линейного стабилизатора, например, на стабилитроне или специализированной трёхвыводной микросхеме. На **Рис. 5.2** изображена типовая схема трансформаторного управления со вспомогательным источником питания. $T1$ — маломощный силовой трансформатор с железным сердечником, а $T2$ — импульсный трансформатор для управления МОП-ключом. И $T1$, и $T2$ должны удовлетворять требованиям к защитной изоляции.

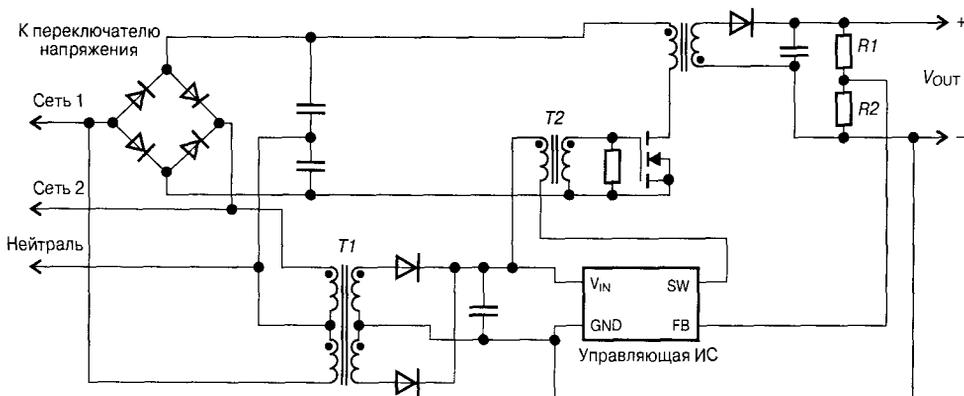


Рис. 5.2. Типовые схемы гальванической развязки и организации цепи обратной связи с использованием вспомогательного источника питания

Фирма TI производит микросхемы для применения на вторичной стороне источника питания, в которых передача сигнала управления через изоляционный барьер осуществляется путём амплитудной модуляции переменного сигнала. Микросхема UC1901 управляет амплитудой сигнала высокой несущей частоты, который поступает на трансформатор, а затем выпрямляется на первичной стороне, формируя напряжение обратной связи. На **Рис. 5.3** изображён пример использования этой микросхемы. Высокочастотный генератор работает на частоте до 5 МГц. Это позволяет уменьшить постоянную времени фильтра выпрямителя ($R4$, $C4$), чтобы минимизировать фазовый сдвиг между высокочастотной частью схемы и цепью постоянного тока. Данная микросхема также содержит усилитель

¹⁾ То есть он должен будет иметь очень большой запас по мощности, что при работе в номинальном режиме оказывается излишним и приводит лишь к росту непроизводительных потерь. — *Примеч. ред.*

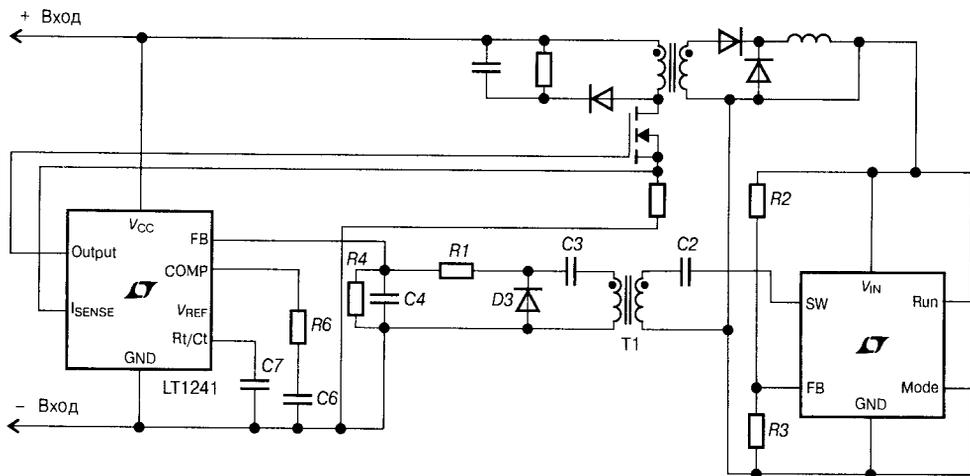


Рис. 5.4. Применение стандартной ИС с ШИМ-управлением в схеме изолированной обратной связи

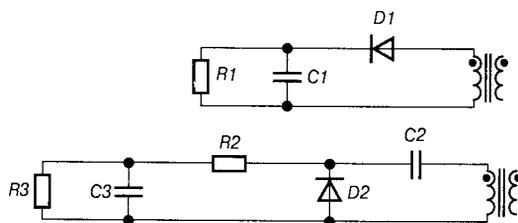


Рис. 5.5. Обычная детектирующая цепь и цепь восстановления постоянной составляющей

дый момент времени равно амплитудному значению положительного сигнала. Для нижней (на рисунке) схемы восстановления постоянной составляющей выходное напряжение равно пиковой амплитуде минус прямое падение напряжения на диоде.

В обратноходовых преобразователях напряжение в выходных цепях пропорционально отношению числа витков в обмотках трансформатора. Напряжения на каждой из обмоток трансформатора заряжают соответствующий выходной конденсатор. Это позволяет использовать вторичные обмотки как для питания управляющей микросхемы, так и для измерения выходного напряжения. Типовая схема обратноходового преобразователя изображена на Рис. 5.6. Однополупериодный выпрямитель, состоящий из диода $D1$ и конденсатора $C2$, обеспечивает питание для управляющей ИС. Резисторы обратной связи ($R3$, $R4$) выбираются так, чтобы управляющая ИС поддерживала выходное напряжение на уровне 12.0 В. Фильтрующий конденсатор цепи питания ИС ($C2$) добавляет полюс к передаточной функции контура обратной связи, поэтому коррекция становится более сложной. Этот метод управления подходит для маломощных схем, в которых

требования к стабилизации не слишком строгие. При изменении выходного тока напряжение на диоде $D2$ также изменяется. Чем больше падение напряжения на диоде, тем меньше становится выходное напряжение. Эти изменения выходного напряжения никак не отслеживаются соответствующим изменением напряжения на конденсаторе $C2$, поэтому стабилизация не может быть лучше, чем разница падений напряжения на диоде $D2$ при максимальном и минимальном значениях выходного тока.

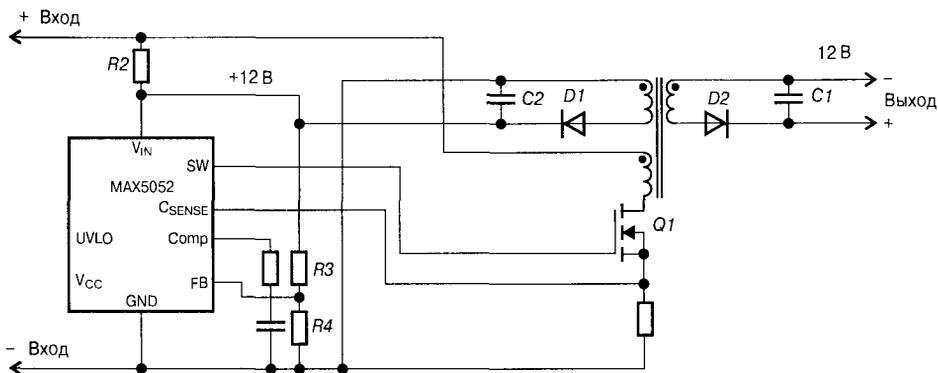


Рис. 5.6. Типовая схема организации обратной связи в обратноходовом преобразователе с использованием дополнительного источника питания управляющей ИС

Цепь запуска ($R2$, $C2$) при использовании дополнительной обмотки трансформатора, как показано на **Рис. 5.6**, необходима для подачи напряжения на управляющую ИС в момент включения схемы. Во всех пяти рассмотренных нами трансформаторных схемах при реализации цепи запуска используется преимущество, состоящее в питании ИС от основного трансформатора. Цепь запуска работает с любой управляющей ИС, которая имеет схему блокировки при пониженном напряжении с гистерезисом. Ток через запускающий резистор будет медленно заряжать конденсатор питания ИС, пока напряжение на нём не достигнет порога блокировки. Конденсатор должен запасти достаточно энергии для управления ИС и ключом в течение нескольких периодов, пока основной источник питания не начнёт выдавать требуемый ток. Всё то время, пока преобразователь включен в сеть, через запускающий резистор течёт ток, который лишь нагревает его, а затраченная на это мощность приводит к снижению производительности схемы. Зато резистор гораздо дешевле трансформатора, используемого в схеме, изображённой на **Рис. 5.2**, и к тому же обладает намного меньшими габаритами. Описанная выше цепь запуска превосходно реализуется в универсальных первичных источниках питания. Фирма ST производит линейку управляющих ИС под торговой маркой VIPer, в которые интегрирована цепь запуска, а также высоковольтный МОП-ключ, что позволяет использовать для маломощных источников питания минимальное количество внешних компонентов. Фирмы National, Linear Technology и некоторые другие также производят маломощные (до 20 Вт), полностью интегрированные обратноходовые схемы, которые необходимо дополнить только трансформатором и несколькими диодами и конденсаторами.

5.2. Обратногоходовые схемы

Принцип действия обратногоходового преобразователя подобен принципу действия повышающего преобразователя, в котором энергия накапливается в дросселе, когда ключ замкнут, и отдаётся в нагрузку при разомкнутом ключе.

Магнитные сердечники не очень хорошо «умеют» накапливать энергию магнитного поля. Эффективные (с высокой магнитной проницаемостью) сердечники насыщаются уже при малом уровне напряжённости магнитного поля. В обратногоходовой схеме энергия в действительности накапливается в воздушном зазоре дросселя. Сердечник же предоставляет энергии экранированный путь с малым магнитным сопротивлением от обмоток к воздушному зазору.

На **Рис. 5.7** упрощённо изображён ферритовый сердечник с тремя обмотками, подобный используемому в схеме, приведённой на **Рис. 5.6**. Почти весь магнитный поток концентрируется в магнитном материале. В реальном сердечнике небольшая часть магнитного потока выходит за пределы сердечника в область обмоток, но всё же он равномерно охватывает все три обмотки.

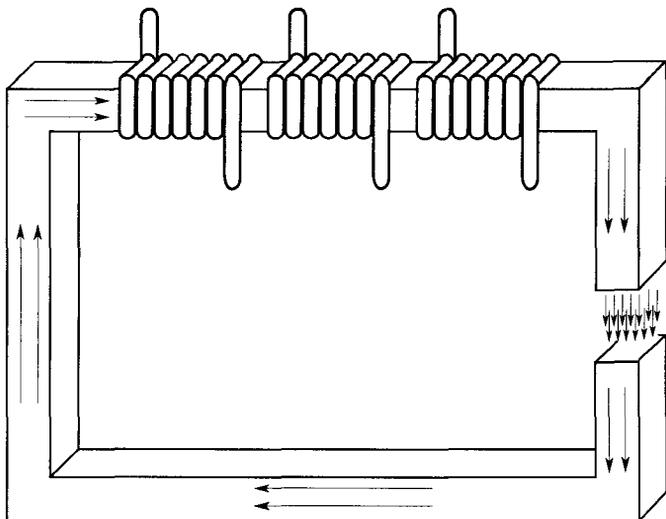


Рис. 5.7. Схематичное изображение ферритового сердечника с тремя обмотками

Запишем два уравнения для напряжения на дросселе:

$$V = L \cdot di/dt \text{ и } V = N \cdot d\Phi/dt,$$

где N — число витков обмотки.

Когда ключ (см. **Рис. 5.6**) замыкается (транзистор открыт), ток дросселя и магнитный поток в его сердечнике начинают изменяться пропорционально приложенному к первичной обмотке дросселя напряжению. Изменение магнитного потока производит напряжение на каждой вторичной обмотке пропорционально числу витков. Так как наводимое на них напряжение отрицательно (обратите внимание на точки, обозначающие полярности обмоток), диоды не пропускают

ток в нагрузку. Когда ключ размыкается, $d\Phi/dt$ мгновенно изменяет полярность. Если наведённое в какой-либо из вторичных обмоток напряжение $N \cdot d\Phi/dt$ достаточно велико, чтобы открыть один из диодов, в соответствующей вторичной цепи начинает течь ток. Из этого следует, что вторичная цепь с наименьшим отношением V/N «захватит» весь ток, вызванный ослабевающим магнитным полем. Когда отношения V/N для всех вторичных цепей равны, каждая из них получит часть этого тока. Благодаря эффекту «захвата» тока цепью с наименьшим отношением V/N выходное напряжение стабильно распределяется между всеми вторичными цепями. Поэтому мы можем использовать напряжение на вторичной обмотке вместо основного выходного напряжения, как было описано выше.

Обратноходовая схема может работать как в непрерывном, так и в прерывистом режиме. В непрерывном режиме в одной из обмоток дросселя всегда течёт ток. В прерывистом режиме ток во всех обмотках в течение определённой части периода рабочей частоты снижается до нуля, как и накопленная дросселем энергия. Каждый режим имеет свои достоинства и свои недостатки.

Главным преимуществом непрерывного режима работы является то, что импульсы тока во вторичной цепи имеют относительно большую длительность, что позволяет применять фильтрующий конденсатор небольшой ёмкости (с большим ЭПС). Первичная обмотка имеет довольно большую индуктивность и небольшой пиковый ток, поэтому её сравнительно несложно рассчитать. Пиковый ток в непрерывном режиме составляет примерно одну вторую от тока в прерывистом режиме при одинаковом уровне мощности. Принципиальный недостаток непрерывного режима состоит в том, что контур управления имеет нуль в правой полуплоскости передаточной функции, а это усложняет проведение коррекции крутизны контура управления (однако коэффициент обратной связи не зависит от тока нагрузки, а зависит только от коэффициента заполнения и входного напряжения). Проблемы с коррекцией крутизны в контроллерах с управлением по току возникают при непрерывном режиме работы и коэффициенте заполнения более 50%. Рассеивание мощности в непрерывном режиме работы при отпирании ключа довольно-таки значительно, потому что коммутация ключа происходит при высоком токе и большом напряжении. Ещё одна проблема возникает вследствие протекания тока обратного восстановления в выходных выпрямителях. В момент включения из-за наличия тока обратного восстановления происходит дополнительный скачок тока. На **Рис. 5.8** изображены типичные формы сигналов для схемы, приведённой на **Рис. 5.6**, при работе в непрерывном режиме.

В схеме, использующей прерывистый режим работы, сделан целый ряд упрощений ради увеличения пиковых токов. Рассеивание мощности при отпирании ключа незначительно, потому что ток начинает течь с нуля, и к ключу приложено только входное напряжение. Выходной ток в течение некоторой части периода равен нулю, поэтому ток обратного восстановления диода отсутствует и не влияет на ключ в момент его переключения. В прерывистом режиме передаточная функция контура управления практически линейна и не имеет полюса в правой полуплоскости, поэтому коррекция крутизны совсем не нужна. Однако сопротивление нагрузки является одним из коэффициентов в уравнении контура. Вследствие этого в режиме работы с разомкнутым контуром его управляемость ниже,

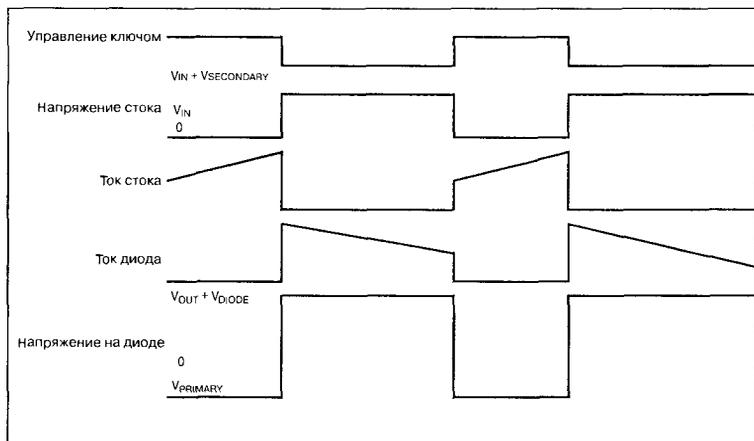


Рис. 5.8. Типичные формы сигналов для схемы, изображённой на **Рис. 5.6**, при работе в непрерывном режиме

чем в непрерывном режиме. Обычно с этим не возникает проблем, если реализована соответствующая коррекция и контур замкнут. Величина зазора в сердечнике дросселя при прерывистом режиме становится критичной, так как более высокому пиковому току легче насытить сердечник. Переменная магнитная индукция в сердечнике довольно велика, поэтому в прерывистом режиме расчёт потерь в сердечнике приобретает большое значение. Выходные пульсации в прерывистом режиме обычно выше, потому что выше переменный ток через ЭПС конденсатора, и конденсатор должен обеспечивать полный ток нагрузки в течение более длительной части периода коммутации. Предпочтительным, особенно для маломощных схем, прерывистый режим делают простота проектирования, повторяемость и лёгкость коррекции. На **Рис. 5.9** показаны типичные формы сигналов для прерывистого режима работы. Прерывистый режим реализует также более быст-

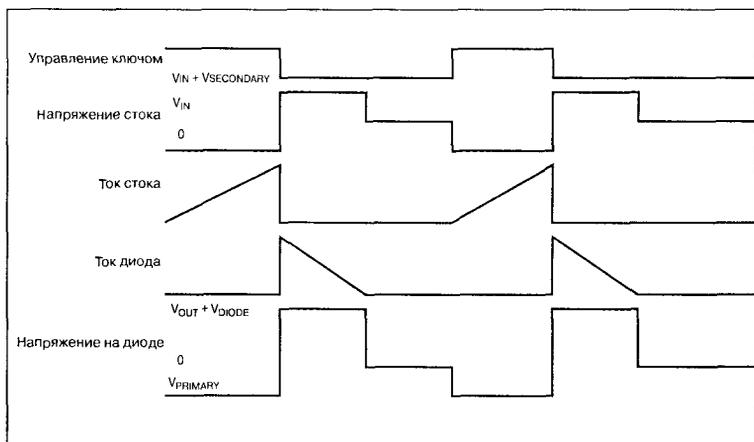


Рис. 5.9. Типичные формы сигналов для схемы, изображённой на **Рис. 5.6**, при работе в прерывистом режиме

рую переходную характеристику и не имеет проблем со сбросом нагрузки по сравнению с непрерывным режимом работы.

В импульсных схемах часто имеются паразитные индуктивности, не связанные с энергозапасующим дросселем. Они возникают вследствие неправильного расположения проводящих дорожек на печатной плате, а также из-за влияния индуктивности рассеяния в основном дросселе. Паразитные индуктивности создают напряжения, которые добавляются к напряжению первичной обмотки, поэтому напряжение пробоя транзистора ключа должно быть выше суммы обратного напряжения и входного напряжения. Во время отпираания выходных диодов формируется короткий импульс высокого вторичного напряжения, поэтому существует короткий интервал времени, когда di/dt становится довольно большим, и это приводит к выбросу во вторичной цепи.

Трансформаторы и диоды обладают паразитными ёмкостями, наличие которых может привести к нежелательным последствиям. Вторичные ёмкости вместе с вторичными индуктивностями рассеяния могут сформировать высокочастотный резонансный контур, который возбуждается при запираии диода. Этот эффект сильнее проявляется, когда используются диоды с большим временем обратного восстановления. Паразитный резонансный контур генерирует шумы и передаёт переменный сигнал обратно в цепь первичной обмотки.

Для того чтобы защитить ключ от неблагоприятного воздействия паразитных индуктивных элементов, используются ограничительные цепи. Цепи, ограничивающие напряжение на ключе, изображены на **Рис. 5.10**. На схеме (**а**) показана ограничительная обмотка, которая возвращает энергию намагничивающей индуктивности трансформатора в первичный источник питания. Ограничительная обмотка имеет то же число витков, что и первичная обмотка. Таким образом, максимальное напряжение на ключе равно удвоенному значению входного напряжения. Обратите внимание, что диод $D1$ подключается к первичному источнику питания, а не между ограничительной обмоткой и землёй. Причина такой топологии схемы заключается в наличии паразитной межобмоточной ёмкости. Если поместить диод между обмоткой и землёй, эта ёмкость будет мешать отпираию ключа.

В схеме (**б**) для ограничения напряжения на ключе используется конденсатор. Постоянная времени RC -цепи устанавливается равной длительности нескольких периодов коммутации. Конденсатор заряжается до обратного напряжения, равного сумме напряжения на вторичной обмотке и некоторого напряжения, формируемого на индуктивности рассеяния трансформатора. Такая схема менее эффективна, чем схема с ограничительной обмоткой, потому что вся энергия, накопленная в индуктивности рассеяния, и часть энергии, накопленной в индуктивности первичной обмотки трансформатора, рассеиваются в резисторе. Схемы (**в**) и (**г**) являются разновидностями схемы (**б**). В схеме (**г**) параллельно стабилитрону необходимо подключать конденсатор, поскольку стабилитрон открывается недостаточно быстро¹⁾. Напряжение стабилизации стабилитрона

¹⁾ Поэтому при отсутствии конденсатора стабилитрон не успевает ограничить скачок напряжения, и ключ может быть выведен из строя; конденсатор же ограничивает скорость нарастания этого напряжения. — *Примеч. ред.*

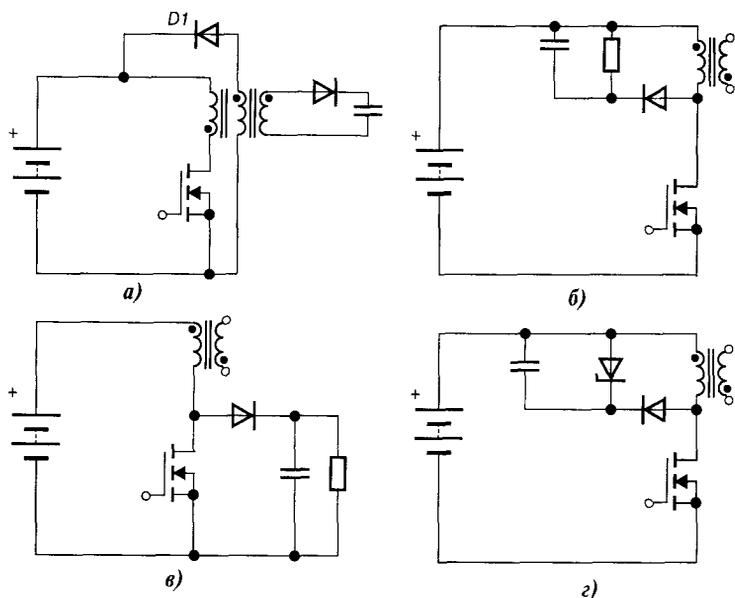


Рис. 5.10. Схемы, предназначенные для ограничения напряжения на ключе

должно быть больше, чем напряжение, наведённое на первичной обмотке током вторичной обмотки.

Демпферные схемы очень похожи на ограничительные. Типовые демпферные схемы изображены на Рис. 5.11. Для нас представляют интерес лишь те из них, которые рассеивают энергию в резисторе. Схема (а) — это простой RC-демпфер, применяемый для подавления высокочастотного дребезга, который возникает при запираии выходного выпрямительного диода во вторичной обмотке. Конденсатор должен быть небольшой ёмкости, чтобы демпфер обладал низким импедансом на частоте дребезга, но высоким — на частоте коммутации. RC-демпфер может также использоваться для увеличения времени нарастания и спада, что реализовано в схеме (б). Энергия в этой схеме рассеивается на обоих фронтах импульса коммутации. Схема (в) представляет собой демпфер скорости

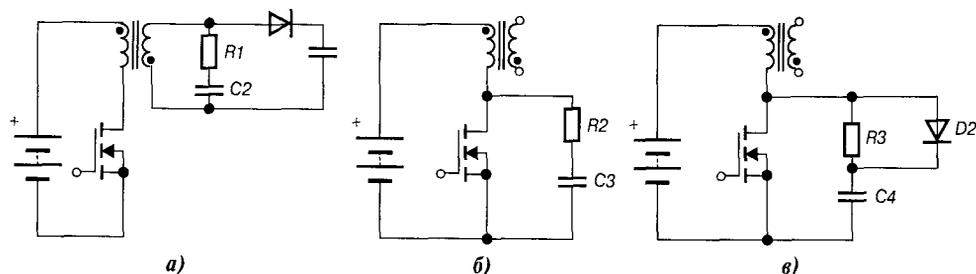


Рис. 5.11. Типовые демпферные схемы

нарастания импульса, который ограничивает скорость нарастания напряжения при заперении ключа. Схема поддерживает низкое напряжение на стоке или коллекторе ключа, чтобы ограничить величину мощности, рассеиваемой во время выброса. Конденсатор должен успевать заряжаться и разряжаться во время каждого из периодов частоты коммутации, поэтому сопротивление резистора следует выбирать достаточно малым. Практически рекомендуется устанавливать постоянную времени RC -цепи, равную 10% длительности периода частоты коммутации.

Во всех рассмотренных нами цепях защиты требуется использовать быстродействующие диоды с большим пиковым током. Конденсатор должен обладать низким ЭПС и малой индуктивностью, чтобы работать с большими пиковыми токами. Предпочтительнее использовать керамические и плёночные конденсаторы. Демпферный резистор должен обладать очень низкой индуктивностью, поэтому проволочные резисторы использовать не рекомендуется. Разводку демпферной цепи на печатной плате следует производить так, чтобы избежать образования паразитных индуктивностей и не создавать тем самым дополнительных источников шумов и выбросов. Мы вернёмся к обсуждению защитных цепей в главе 7, когда будем подробно изучать работу ключа.

На **Рис. 5.12** изображена двухключевая обратнoходовая схема, позволяющая использовать низковольтные ключи. Два диода ($D1$, $D2$) ограничивают напряжение на первичной обмотке величиной действующего напряжения первичного источника питания. Это позволяет использовать ключи с напряжением пробоя чуть больше входного напряжения. Использование подобной схемы ограничения напряжения не приводит к снижению КПД преобразователя, поскольку энергия возвращается в первичный источник питания. Цена за возможность использования низковольтных ключей — трансформатор $T1$. Трансформатор и резисторы реализуют «плавающую» схему управления ключами $Q1$ и $Q2$. Трансформатор одновременно управляет обоими транзисторами, что обеспечивает синхронность их включения и выключения.

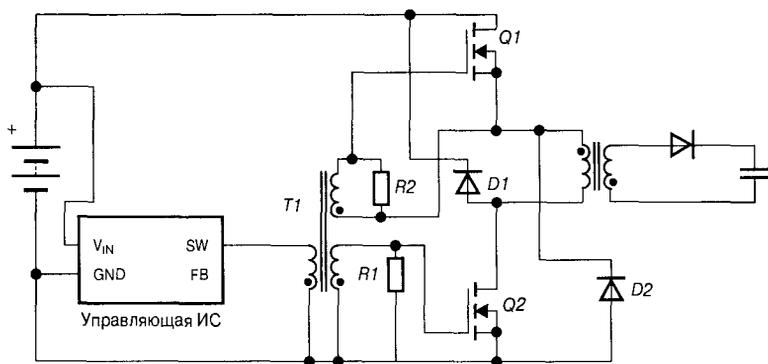


Рис. 5.12. Двухключевая обратнoходовая схема, позволяющая использовать низковольтные ключи

5.2.1. Проектирование практической обратной схемы

Проектирование обратной схемы обычно выполняется методом последовательных приближений. Сначала мы выбираем ориентировочные значения компонентов, а затем уточняем их в последующих итерациях. Ниже приводится пошаговая очередность проектирования обратной схемы:

1. Выберите ИС контроллера, исходя из требуемой мощности и стоимости.
2. Выберите частоту коммутации.
3. Выберите режим работы — непрерывный или прерывистый.
4. Выберите максимальный коэффициент заполнения с учётом диапазона входного напряжения.
5. Определите максимальную мощность устройства и подберите соответствующий ей ключ.
6. Рассчитайте индуктивность первичной обмотки.
7. Рассчитайте соотношения витков трансформатора.
8. Удостоверьтесь, что ключ выбран правильно, исходя из величины напряжения в наихудшем случае.
9. Если используется источник запускающего напряжения, выберите запускающий конденсатор, исходя из требуемого заряда затвора.
10. Выберите выходной конденсатор, исходя из максимально допустимой величины пульсаций.
11. Произведите расчёт вспомогательных цепей управляющей ИС.

5.2.2. Пример сетевого обратного источника питания

Наш первый практический пример — универсальный первичный обратный источник питания 12.0 В/1 А. Он должен обеспечивать стабилизацию ± 200 мВ с пульсациями не более 100 мВ. Такой источник питания типичен для большого количества аппаратуры, предназначенной для работы от сети с напряжением 100...240 В. Весь импульсный источник питания и штепсельная вилка размещаются в одном пластиковом корпусе, который раза в четыре больше стандартной американской двухштырьковой штепсельной вилки. Его схема изображена на **Рис. 5.13**.

Первым делом я пробежал по сайтам фирм Maxim, TI и Linear Technology, чтобы посмотреть, какие контроллеры можно найти по ключевому слову «обратной» («flyback»). Поиск дал файл Maxim_NPP_PWM_Products.pdf. В нём я нашёл описание микросхемы MAX5052, идеально подходящей для проектируемой нами схемы. Эта ИС предназначена для работы с малой и средней мощностью в универсальном первичном источнике питания. Главным её достоинством является очень большой гистерезис цепи блокировки при пониженном напряжении. В худшем случае гистерезис составляет 9.25 В, а типовое значение составляет

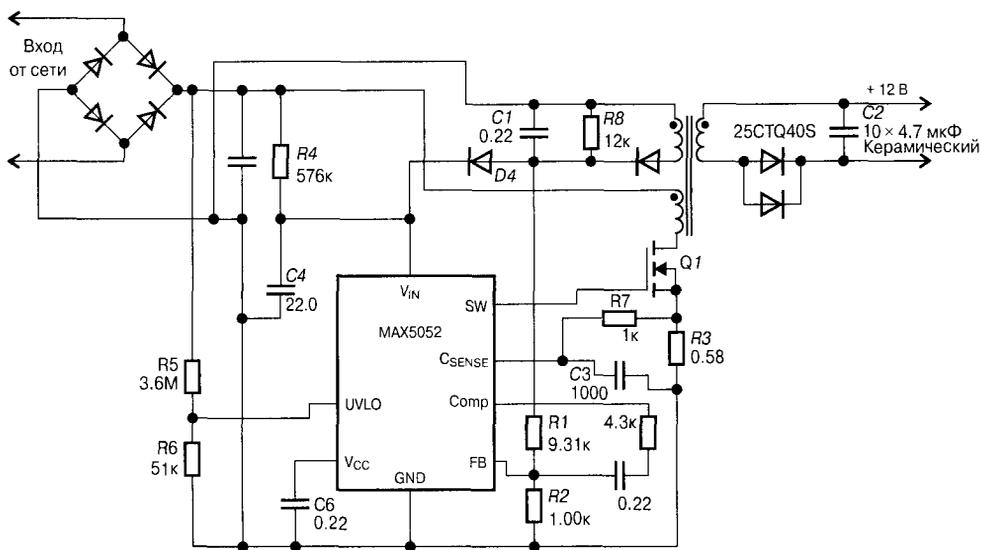


Рис. 5.13. 12-вольтовый обратноходовой источник питания с гальванической развязкой на микросхеме MAX5052

11.86 В. Большая разница между уровнями включения и выключения позволяет нам использовать для запускающего источника питания ИС накопительный конденсатор меньшей ёмкости и резистор меньшей мощности. Эта ИС имеет фиксированную частоту коммутации 262 кГц, которая должна подойти для нашей схемы. Период частоты коммутации равен 3.82 мкс.

Наверное, будет лучше выбрать прерывистый режим работы, так как мы намереваемся упростить разработку. Есть два варианта выбора максимального коэффициента заполнения: MAX5052A имеет максимальный коэффициент заполнения 50%, а MAX5052B — 75%. Для начала ограничимся значением 50%.

Напряжение, прикладываемое к основному выходному выпрямителю и выпрямителю источника смещения, близко к удвоенному выходному напряжению плюс прямое падение напряжения на диоде. Основное выходное напряжение составляет всего лишь 12.0 В, поэтому максимальное обратное напряжение основного выпрямителя может быть порядка 40 В. Это позволяет использовать диод Шоттки, который обеспечит минимальное рассеивание мощности. Отношение пикового тока к среднему при прерывистом режиме работы довольно велико, поэтому пиковый ток выпрямителя может быть порядка 10 А. Диод Шоттки IRF 30VQ040 имеет максимальное обратное напряжение 40 В и средний прямой ток 3.0 А. График зависимости прямого падения напряжения на диоде от тока показывает, что падение напряжения изменяется от 0.8 В при токе 10 А до всего лишь 0.25 В при 100 мА, что создаёт определённые сложности с обеспечением требуемого уровня стабильности выходного напряжения.

Существует два пути для улучшения стабилизации выходного напряжения. Первый путь — подобрать диод с меньшим падением напряжения при больших токах; второй путь — изменить режим на непрерывный, чтобы снизить пиковый выходной ток. Проведя поиск на сайте фирмы IRF, обнаруживаем, что у сдвоенного диода 6CWQ03FN прямое падение напряжения меньше зависит от тока. К тому же через каждый из двух диодов течёт только половина общего тока. Этот элемент имеет более чем подходящие параметры: 3.5 А на каждый диод и максимальное обратное напряжение 30 В. К тому же он производится в малогабаритном корпусе, предназначенном для поверхностного монтажа. Прямое падение напряжения на диоде в худшем случае составляет 0.5 В при токе 5 А и температуре 25°С. Это значение должно обеспечить требуемый уровень стабилизации.

Напряжение вспомогательного источника питания лучше всего выбрать равным 12 В. Это позволит использовать две идентичные вторичные обмотки трансформатора. Управляющая ИС потребляет ток не более 2.5 мА, поэтому потребляемая ею мощность равна $12 \text{ В} \times 2.5 \text{ мА} = 30 \text{ мВт}$. Мощность, требующаяся для управления МОП-ключом, предположительно равна 70 мВт (удвоенная мощность ИС плюс ещё немного). Выходная мощность примерно равна $12 \text{ В} \times 1.0 \text{ А} = 12 \text{ Вт}$. Значит, суммарная мощность будет равна 12.1 Вт.

Самый высокий ток коммутации будет при наименьшем входном напряжении (переменном 85 В или постоянном 115 В с пульсациями 10 В). Средний ток равен $12.1 \text{ Вт} / 115 \text{ В} \approx 110 \text{ мА}$. Предположим, что отношение пикового тока к среднему составляет 10:1, тогда пиковый входной ток будет 1.1 А. При поиске на сайте фирмы IRF находим МОП-транзистор IRBF20S, имеющий напряжение пробоя 900 В и средний ток 1.7 А. Он должен вполне подойти для ключа. Теперь можно рассчитать мощность схемы управления ключом. На затвор ключа поступает стабилизированное напряжение 10.5 В от управляющей ИС. Ток управления ключом равен произведению заряда затвора и частоты, т. е. $38 \text{ нКл} \times 262 \text{ кГц} = 10 \text{ мА}$. Мощность управления равна $10 \text{ мА} \times 10.5 \text{ В} = 105 \text{ мВт}$. Наше предположение оказалось достаточно близким к действительной мощности.

Такие параметры схемы, как коэффициент заполнения, соотношение числа витков, индуктивность первичной обмотки и напряжение на ключе, следует выбирать на основе некоего компромисса. Так, выбор большего коэффициента заполнения потребует большей величины индуктивности первичной обмотки, но зато позволит уменьшить соотношение числа витков и напряжение на ключе. Выберем первичную индуктивность так, чтобы схема переходила из непрерывного режима в прерывистый при коэффициенте заполнения 50% и самом низком входном напряжении. Мы знаем, что преобразователь должен отдавать в нагрузку мощность 12.6 Вт в течение половины периода частоты коммутации. Средний ток в тот период времени, когда ключ замкнут (транзистор находится в открытом состоянии), равен половине пикового тока, вследствие того, что ток ключа имеет треугольную форму (формы токов и напряжений в преобразователе для прерывистого режима его работы изображены на **Рис. 5.9**).

Средний ток за полный период равен $I_{\text{PEAK}} \times 0.5 \times DC$. Отсюда рассчитываем, что I_{PEAK} равен $110 / (0.5 \times 0.5) = 440 \text{ мА}$.

Для расчёта первичной индуктивности можно использовать уравнение дросселя:

$$L = \frac{V \times \Delta t}{\Delta I} = \frac{110 \times (3.82 \text{ мкс} \times 0.5)}{440 \text{ мА}} = 478 \text{ мкГн.}$$

Энергия, накопленная в сердечнике, передаётся на выход, когда ключ размыкается. Обратноходовые схемы немного проще в проектировании по сравнению с повышающими схемами за счёт того, что индуктивность вторичной обмотки и выходное напряжение определяют и пиковый ток, и di/dt . Мы знаем, что в прерывистом режиме вся энергия будет передана в выходную цепь до того, как ключ замкнётся. Этим определяется верхний предел dt . Наибольшей возможной индуктивности вторичной обмотки соответствует значение dt , равное $(1 - DC)$. Мы можем при желании сделать индуктивность меньше. Отношение первичной индуктивности к вторичной определяет соотношение числа витков трансформатора. Чем меньше вторичная индуктивность, тем больше это соотношение, что обуславливает повышенные требования к величине предельно допустимого напряжения ключевого транзистора.

Выберем Δt , равное половине периода. Теперь можно выбрать индуктивность вторичной обмотки; для этого мы используем самый высокий выходной ток. Как нам уже известно, источник питания должен выдавать напряжение 12.5 В при токе 1.0 А. Выходной ток имеет треугольную форму, как показано на **Рис. 5.9**, поэтому средний выходной ток равен $I_{\text{PEAK}} \times 0.5 \times (1 - DC)$. Отсюда рассчитываем I_{PEAK} , который равен $1.0 / (0.5 \times 0.5) = 4.0$ А. Снова используем уравнение дросселя для расчёта вторичной индуктивности:

$$L = \frac{V \times \Delta t}{\Delta I} = \frac{12.5 \times (3.82 \text{ мкс} \times 0.5)}{4.0 \text{ А}} = 5.96 \text{ мкГн.}$$

Рассчитаем соотношение числа витков первичной и вторичной обмоток. Уравнение индуктивности записывается как:

$$L = N^2 \times A_L,$$

где N — число витков; A_L — коэффициент индуктивности. Можно использовать это уравнение, чтобы вывести зависимость соотношения числа витков от соотношения индуктивностей обмоток:

$$\frac{L_p}{L_s} = \frac{N_p^2}{N_s^2}, \text{ а перестановка даёт } \frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} = \sqrt{\frac{456}{5.96}} = 8.75:1.$$

Вспомним одно из рассмотренных нами уравнений дросселя: $V = N d\Phi/dt$. Полагая, что $d\Phi/dt$ одинаково для всех обмоток, мы получим зависимость напряжений при открытом и закрытом ключе:

$$\frac{V}{N} = \frac{d\Phi}{dt}, \text{ поэтому } \frac{V_p}{N_p} = \frac{V_s}{N_s}, \text{ или } \frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s}.$$

Может показаться, что перед нами уравнение трансформатора. Эти уравнения действительно очень схожи, поскольку обмотки связаны¹⁾, но следует помнить, что напряжения обмоток определяются их индуктивностями. Уравнения же трансформатора применимы только тогда, когда ток как в первичной, так и во вторичной обмотке течёт в одно и то же время.

Когда ключ замкнут, обратное вторичное напряжение зависит от изменений входного напряжения, поэтому пиковое обратное напряжение на диоде во вторичной цепи в худшем случае будет:

$$V_s = \frac{N_s \times V_p}{N_p} = \frac{1 \times 390}{8.75} = 45 \text{ В}.$$

Напряжение на закрытом ключе в худшем случае будет равно наибольшему входному напряжению плюс обратное напряжение на первичной обмотке:

$$390 + (12.5 \times 8.75) = 390 + 110 = 500 \text{ В}.$$

Таким образом, при выбранных нами параметрах вторичной обмотки выходные диоды будут работать с перегрузкой, а нагрузка на ключ будет, наоборот, минимальной. Можно уменьшить время, в течение которого через выходные диоды течёт ток. Для этого следует уменьшить индуктивность вторичной обмотки и увеличить соотношение числа витков обмоток. Попробуем увеличить соотношение числа витков на 33% и посмотрим, не станут ли в результате этого диод и ключ работать лучше. Итак, соотношение числа витков 12:0 даёт величину индуктивности вторичной обмотки 3.17 мкГн. Пиковое обратное напряжение на диоде теперь будет равно $390/12 = 32.5 \text{ В}$, а пиковый выходной ток — 7.5 А. Напряжение на ключе в худшем случае составит 540 В. Теперь нужно заново выбрать выходной диод. Поиск на сайте фирмы IRF даёт диод 25СТQ40S, который выпускается в том же корпусе, что и 6СWQ03FN. Сдвоенный диод 25СТQ40S обладает даже лучшими характеристиками по прямому падению напряжения и имеет достаточный запас по максимальному обратному напряжению (его предельное значение указано как 40 В).

Типовые значения напряжения включения (21.6 В) и выключения (9.74 В) микросхемы МАХ5052 дают разброс 11.86 В. Однако наихудший с точки зрения запуска ИС случай возникает, когда ИС включается при наименьшем напряжении, а выключается при наибольшем напряжении. Наименьшее напряжение включения равно 19.68 В; наибольшее напряжение выключения равно 10.43 В. Потребляемый ток относительно постоянен. ИС потребляет ток 2.5 мА, а зарядный ток затвора составляет ещё 10 мА. Установим, что источник питания должен обеспечить заряд конденсатора вспомогательного источника смещения до напряжения 10.43 В в течение 10 мс после старта. Протекание тока 12.5 мА в течение

¹⁾ Общим магнитным полем. — *Примеч. ред.*

10 мс означает, что величина заряда составит 125 мкКл. Используем уравнение ёмкости $Q = C \times V$ и величину заряда, чтобы получить уравнение для ёмкости конденсатора:

$$Q_2 - Q_1 = 125 \text{ мкКл} - C \times V_1;$$

$$C = \frac{Q_2 - Q_1}{V_2 - V_1} = \frac{125 \text{ мкКл}}{19.68 - 10.43} = 13.5 \text{ мкФ}.$$

Округлив полученное значение до ближайшего номинала, получаем 22 мкФ. Эта ёмкость необходима потому, что источник смещения не получит ток от ключа до тех пор, пока основное напряжение не сравняется с напряжением запуска (если обе обмотки имеют равные соотношения V/N). Величина сопротивления запускающего резистора ($R4$) должна быть такой, чтобы достичь компромисса между скоростью запуска и требованиями, предъявляемыми к максимальной величине рассеиваемой мощности. Ограничим рассеиваемую мощность значением 0.25 Вт, чтобы снизить нагрев и поддержать высокую производительность. Напряжение в наихудшем случае составляет $390 \text{ В} - 12.0 \text{ В} = 378 \text{ В}$. Таким образом, требуемое сопротивление $R4 = 378^2 / 0.25 = 571 \text{ кОм}$. Зарядный ток запуска составляет $378 \text{ В} / 571 \text{ кОм} = 660 \text{ мкА}$. Номинальный заряд, при котором достигается необходимый для включения ИС уровень напряжения, вычисляется как $22 \text{ мкФ} \times 20 \text{ В} = 440 \text{ мкКл}$, поэтому время заряда запускающего конденсатора равно 0.67 секунды при высоком входном напряжении (240 В) и 2.6 секунды — при низком входном напряжении (100 В).

Следующий шаг — выбор выходного конденсатора. Мы уже сталкивались с подобной проблемой при рассмотрении в главе 4 схем без гальванической развязки, где величина ёмкости этого конденсатора менее значима при расчёте уровня выходных пульсаций, нежели величина его ЭПС. Как и в главе 4, следует отнести 67% напряжения пульсаций «на ЭПС», а 33% — на полное сопротивление переменному току. Таким образом, на ЭПС мы относим пульсации 67 мВ.

$$\text{ЭПС} = \frac{67 \text{ мВ}}{7.5 \text{ А}} = 8.9 \text{ мОм}.$$

Искомое ёмкостное сопротивление равно:

$$X_c = \frac{33 \text{ В}}{7.5 \text{ А}} = 4.4 \text{ мОм};$$

$$C = \frac{1}{2 \times \pi \times 262 \text{ кГц} \times 4.4 \text{ мОм}} = 140 \text{ мкФ}.$$

Беглый обзор каталога Digi-Key показывает, что понадобились бы семь полимерных электролитических конденсаторов серии CD фирмы Panasonic номиналом 8.2 мкФ/16 В, чтобы получить достаточно низкое ЭПС и достаточно малые пульсации. Поиск на сайте фирмы Panasonic даёт керамический конденсатор MLC номиналом 4.7 мкФ/16 В, способный выдерживать ток 4 А и имеющий

ЭПС 9 мОм. Чтобы набрать достаточную ёмкость, нам потребуется параллельно соединить несколько керамических конденсаторов, поэтому их ЭПС будет довольно мало. Десять таких конденсаторов скорее всего окажутся лучшим выбором по сравнению с электролитическим конденсатором. При этом ЭПС составит всего лишь 0.9 мОм, а требуемая ёмкость снижается до 45 мкФ. Для источника смещения будет достаточно алюминиевого электролитического конденсатора, так как суммарный ток составляет всего лишь 13 мА.

Обратите внимание, что источник смещения имеет две ступени фильтрации, разделённых диодом *D4*. Это позволяет напряжению на выводе обратной связи следовать в процессе запуска за выходным напряжением. Таким образом, напряжение в цепи запуска ИС не влияет на работу внутренней схемы мягкого запуска. Постоянная времени контура из параллельно соединённых резистора и конденсатора обратной связи довольно мала (порядка трёх периодов частоты коммутации). Это позволяет цепи обратной связи точнее отслеживать пропадания напряжения питания.

Для расчёта делителя напряжения обратной связи используется следующая формула:

$$V_{\text{OUT}} = \left(1 + \frac{R1}{R2} \right) \times 1.23 \text{ В.}$$

Сопротивление токоизмерительного резистора рассчитывается, исходя из пикового тока в худшем случае. Мы определили, что пиковый ток в нормальном режиме работы при питании от переменного напряжения 85 В равен 440 мА. Установим ограничение тока чуть выше этого значения с учётом дополнительного тока в процессе запуска. Выбираем 500 мА, поэтому

$$R_{\text{CS}} = \frac{0.29 \text{ В}}{0.5 \text{ А}} = 0.58 \text{ Ом.}$$

Добавив *RC*-фильтр (*R7*, *C3*) между токоизмерительным резистором и выводом измерителя тока, мы частично отфильтруем выбросы напряжения, возникающие при отпирании ключа, и несколько снизим вероятность ложного ограничения тока вследствие этих выбросов. Ёмкость конденсатора *C3* подбирается эмпирическим путём. Возможно, что этот конденсатор вообще не понадобится.

Выходной каскад управления микросхемы может обеспечить ток более 650 мА, поэтому нет необходимости в ограничении тока между затвором ключа и ИС.

Значения компонентов схемы коррекции можно взять из справочных данных на микросхему MAX5052. Они используются лишь в момент запуска. Реальные номиналы этих компонентов необходимо подбирать с использованием лабораторного оборудования, чтобы гарантировать стабильность контура управления.

Резисторы *R5* и *R6* служат для установки напряжения на внешнем выводе (UVLO) схемы блокировки при пониженном напряжении. Работа ИС блокируется, пока напряжение на этом выводе не достигнет значения 1.28 В, что соответствует входному напряжению 95 В. Сопротивление резистора *R5* очень велико, по-

этому ток смещения вывода UVLO влияет на выбор сопротивления резистора $R6$. Мы можем рассматривать V_{IN} и $R5$ как постоянный источник тока, поэтому при расчёте резистора $R6$ из тока резистора $R5$ необходимо вычесть ток смещения. В справочных данных приводятся формулы для расчёта этих резисторов.

5.2.3. Пример обратногоходовой схемы без гальванической развязки

Следующий пример демонстрирует преимущества обратногоходовой схемы без гальванической развязки в случае её применения в автомобилях. Диапазон напряжений в автомобильной системе — от 11.5 В при разряженном аккумуляторе и выключенном зажигании до 15.0 В в начальной фазе заряда полностью разряженного аккумулятора, а некоторые системы предназначены для работы с номинальным напряжением 13.6 В ± 0.5 В (для полностью заряженного аккумулятора). В данном примере реализован источник питания с выходным напряжением 13.6 В при токе 10 А. Стабильность выходного напряжения составляет 400 мВ, а его пульсации — 300 мВ. Рассматриваемая схема изображена на **Рис. 5.14**.

Подходящим выбором для управляющей ИС является LT1680. Эта микросхема предназначена для применения в мощных повышающих преобразователях DC/DC с использованием внешнего МОП-ключа. Она предоставляет все необходимые функции ШИМ с управлением по току и работает непосредственно от первичного источника питания.

Наиболее подходящая частота коммутации — 167 кГц, а длительность её периода равна 6.0 мкс. Максимальная рабочая частота микросхемы LT1680 составляет 200 кГц, но при такой частоте возможно проявление нежелательных эффектов, с которыми будет тяжело справиться. Выбранная же нами частота достаточно низка для того, чтобы можно было контролировать влияние паразитных эффектов при высоком уровне мощности. Кроме того, предназначенные для работы как раз в этом частотном диапазоне сердечники дросселя можно купить по приемлемой цене.

Для рассматриваемой схемы лучше выбрать непрерывный режим работы. Выходной ток приблизительно равен входному току, так как диапазон изменения входного напряжения составляет $+10/-20\%$ от выходного напряжения. В непрерывном режиме пиковый ток лишь немного выше удвоенного выходного тока. Если задать величину входного напряжения, при котором коэффициент заполнения составляет 50%, равной 10.5 В, то даже при падении входного напряжения до 11.0 В схема будет иметь достаточный запас для того, чтобы сохранять стабильность, а коэффициент заполнения при наименьшем входном напряжении составит ориентировочно около 40%. Таким образом, отпадает потребность в схеме коррекции крутизны. При выборе сопротивления времязадающего резистора используем приведённый в справочных данных на микросхему график, исходя из требуемого значения максимального коэффициента заполнения. В тех же справочных данных имеется ещё один график, на основании которого величина ёмкости времязадающего конденсатора составляет 2.2 нФ на частоте 167 кГц при сопротивлении времязадающего резистора 3 кОм.

В качестве выходного выпрямителя сначала выберем 60-вольтовый диод Шотки. Соотношение числа витков первичной и вторичной обмоток дросселя должно быть близко к 1:1 и не должно превышать 1:2. Диод IRF 30CPQ060 имеет максимальное обратное напряжение 60 В и средний ток 30 А. Он представляет собой сборку из двух диодов. Пиковый прямой ток составляет примерно 20 А, поэтому этот диод удовлетворяет нашим требованиям. Каждый диод пропускает половину общего тока, поэтому прямое падение напряжения составит 0.55 В. Максимальная выходная мощность будет равна $13.6 \text{ В} \times 10.0 \text{ А} + 0.55 \text{ В} \times 10.0 \text{ А} = 141.5 \text{ Вт}$.

Максимальному току ключа соответствует входное напряжение 11.0 В, а максимальному напряжению на ключе — 15.0 В. Практика показывает, что следует брать для расчёта напряжения на ключе удвоенное значение наибольшего входного напряжения. Ещё одно эмпирическое правило состоит в том, чтобы считать ток ключа равным удвоенному значению среднего тока плюс ток пульсаций. Возьмём ток пульсаций, равный 30% от среднего тока, чтобы получить подходящую динамическую характеристику. Такой низкий коэффициент пульсаций позволяет также увеличить допустимую величину ЭПС выходного конденсатора. Средний входной ток будет определим как:

$$\frac{1}{DC} \times \frac{\text{Мощность нагрузки}}{\text{Входное напряжение}} = (1/0.4) \times (141.5 \text{ Вт} / 11.0 \text{ В}) = 32.2 \text{ А}.$$

Пиковый первичный ток будет равен $32.2 \times 1.15 = 37.0 \text{ А}$ (входной ток, умноженный на коэффициент пульсаций). Ток пульсаций составит $32.2 \times 0.3 = 9.66 \text{ А}$. МОП-транзистор IRFZ44V, который мы уже применяли в главе 4, хорошо подойдёт и для этой схемы. Он имеет следующие параметры: напряжение пробоя $V_{DSS} = 60 \text{ В}$ и пиковый ток $I_D = 55 \text{ А}$.

Теперь можно приступить к расчёту индуктивности первичной обмотки. Её величина определяется требуемыми значениями тока пульсаций, коэффициента заполнения и входного напряжения. Как обычно, выполним перестановку в уравнении дросселя:

$$L = V \frac{dt}{dI} = 11.0 \times \frac{0.4 \times 6 \text{ мкс}}{9.66 \text{ А}} = 2.7 \text{ мкГн}.$$

Вернёмся к формуле из главы 1 для обратногоходовой схемы, работающей в непрерывном режиме:

$$V_{\text{OUT}} = V_{\text{IN}} \times N \times \frac{DC}{1 - DC}.$$

Соотношение числа витков (вторичной обмотки к первичной) можно определить, исходя из наших первоначальных предположений:

$$N = \frac{V_{\text{OUT}} \times (1 - DC)}{V_{\text{IN}} \times DC} = \frac{(13.6 + 0.55) \times (1 - 0.4)}{11.0 \times 0.4} = 1.93 : 1.$$

Напряжение на ключе в наихудшем случае равно наибольшему входному напряжению плюс «отражённое» в первичную обмотку дросселя вторичное напряжение: $15.0 + (14.15 \times (1/1.93)) = 22.3$ В. Ключ имеет более чем достаточный запас по напряжению, так что ограничительная цепь для его защиты, вероятно, не понадобится. Рассеиваемая ключом мощность в худшем случае равна квадрату пикового тока, умноженному на сопротивление открытого ключа и коэффициент заполнения: $(37 \text{ А} \times 37 \text{ А}) \times 0.016 \text{ Ом} \times 0.4 = 8.8$ Вт. На практике рассеиваемая мощность будет немного выше. Напряжение на выпрямителе в худшем случае равно наибольшему входному напряжению, умноженному на соотношение числа витков: $15.0 \text{ В} \times 1.93 = 29.0$ В. Средний ток диода при разомкнутом ключе равен выходному току, делённому на $(1 - DC)$: $10 \text{ А} / 0.6 = 16.7$ А. Пиковый выходной ток равен пиковому входному току, умноженному на соотношение числа витков: $37.0 \text{ А} \times (1/1.93) = 19.2$ А. Эти расчёты показывают, что наш выбор полупроводниковых компонентов оказался удачным.

Переходя к расчёту выходного конденсатора, вновь отнесём 67% напряжения пульсаций на его ЭПС, поэтому:

$$\text{ЭПС} = \frac{200 \text{ мВ}}{19.2 \text{ А}} = 10.4 \text{ мОм};$$

$$X_c = \frac{100 \text{ мВ}}{19.2 \text{ А}} = 5.2 \text{ мОм};$$

$$C = \frac{1}{2 \times \pi \times 167 \text{ кГц} \times 5.2 \text{ мОм}} = 180 \text{ мкФ}.$$

Как и в предыдущей схеме, для того, чтобы удовлетворить требованиям к величинам ЭПС и тока пульсаций, нам потребуется несколько керамических или алюминиевых конденсаторов. Вполне подойдут те же конденсаторы, что были использованы в предыдущем примере (если взять их в достаточном количестве). Самое главное, что требуется от конденсаторов — они должны выдерживать заданный ток пульсаций. Семь параллельно включённых керамических конденсаторов типа MLC с номиналами 4,7 мкФ/16 В обладают ЭПС всего лишь 1,3 Ом, поэтому их суммарной ёмкости в 33 мкФ более чем достаточно для получения требуемых пульсаций выходного напряжения. Использование большого количества параллельно включённых конденсаторов может создать проблемы с электромагнитной совместимостью (ЭМС) и привести к росту пульсаций, если мы не обратим особое внимание на правильность разводки печатной платы. Все соединения конденсаторов должны быть выполнены очень широкими проводниками с минимальными зазорами между ними. Тем самым снизится индуктивность дорожек и минимизируется площадь паразитных контуров.

Для управляющей ИС LT1680 сопротивление токоизмерительного резистора рассчитывается, исходя из величины среднего тока ключа, а не его пикового значения:

$$R_2 = 120 \text{ мВ} / I_{\text{AVG}} = 0.12 \text{ В} / 32.2 \text{ А} = 3.7 \text{ мОм}.$$

Уровень ограничения среднего тока преобразователя задаётся комбинацией токоизмерительного резистора и токоограничивающего интегрирующего конденсатора. В справочных данных на микросхему LT1680 рекомендуется установить ёмкость этого конденсатора равной 220 пФ.

Выходное напряжение преобразователя определяется по формуле:

$$V_{\text{OUT}} = \left(1 + \frac{R3}{R4}\right) \times 1.25 \text{ В.}$$

Произведя необходимые вычисления, получаем соотношение сопротивлений резисторов 9.88:1.

Зададим время мягкого запуска 100 мс и используем формулу из справочных данных:

$$C_{\text{SS}} = 0.1 \text{ с} / 150000 = 670 \text{ нФ.}$$

Значения компонентов схемы коррекции крутизны для начала возьмём из справочных данных и будем изменять их, исходя из практических результатов. При максимальном коэффициенте заполнения ниже 50% коррекция не нужна.

Поскольку работа данной схемы характеризуется наличием больших импульсов тока на входе, для поддержания заданного напряжения питания управляющей ИС требуется использовать фильтрующие конденсаторы с очень малым ЭПС. Выбирая соответствующие входные конденсаторы, равно как и выходные, можно добиться достаточно низкой величины пульсаций. В случае, если импульсы входного тока очень велики, имеет смысл использовать прямоходовую схему преобразователя.

5.3. Схемы прямоходовых преобразователей

Прямоходовый преобразователь — это одноключевой преобразователь, в котором для передачи энергии из первичной цепи во вторичные цепи используется трансформатор. Энергия передаётся из первичной обмотки во вторичную, когда ключ замкнут и через него течёт ток. Типовая схема прямоходового преобразователя изображена на **Рис. 5.15**. В схеме прямоходового преобразователя требуется предусмотреть ограничитель напряжения, так как при размыкании ключа протекание тока через все обмотки трансформатора прекращается. Ограничитель обеспечивает путь для тока, вызванного намагничивающей индуктивностью трансформатора и индуктивностью рассеяния. В обратноходовой же схеме при размыкании ключа ток, вызванный убыванием магнитного потока в сердечнике, протекает в цепи вторичной обмотки. Поэтому в обратноходовой схеме ограничитель напряжения может использоваться лишь для того, чтобы уменьшить воздействие на ключ импульсов напряжения, вызванных наличием индуктивностей рассеяния.

В прямоходовом преобразователе можно применить любую из ограничительных схем, изображённых на **Рис. 5.10**. Напряжение на ограничительных цепях при использовании в обратноходовой схеме зависит от вторичного напряжения вследствие требования, чтобы отношение V/N было одинаковым для всех обмоток. Для прямоходового преобразователя это не так. Наличие ограничительной

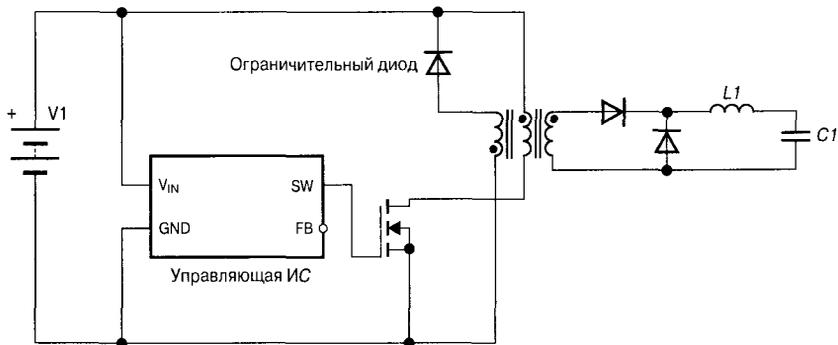


Рис. 5.15. Типовая схема прямоходового преобразователя

обмотки на **Рис. 5.10(а)** гарантирует, что напряжение на ключе при снижении намагничивающего тока не превысит величины удвоенного входного напряжения. Напряжения в схемах на **Рис. 5.10 (б)** и **(в)** изменяются в зависимости от величины рассеиваемой резистором энергии. При использовании схем **(б)** и **(в)** нужно тщательно рассчитать максимальный коэффициент заполнения, намагничивающую индуктивность трансформатора и постоянную времени RC -цепи, чтобы не превысить номинальное напряжение ключа. Заметьте, что схема (В) работает подобно повышающему стабилизатору. В инструкции AN-939A фирмы International Rectifier приведено очень хорошее руководство по применению диссипативных ограничительных цепей в прямоходовых преобразователях.

Способ реализации ограничительной цепи в схеме прямоходового преобразователя влияет на максимальное напряжение на ключе. Энергия, накопленная в намагничивающей индуктивности, пропорциональна величине магнитного потока (выраженной в вольт-секундах¹⁾), действующего в то время, когда ключ замкнут (открыт). То же самое количество вольт-секунд требуется для рассеивания этой энергии за то время, пока ключ разомкнут²⁾. Стрессовое воздействие напряжения на ключ можно уменьшить, ограничив коэффициент заполнения. Однако снижение коэффициента заполнения приведёт к увеличению пикового тока в первичной обмотке и выходных пикового тока и напряжения. Ограничительная обмотка обычно имеет то же число витков, что и первичная обмотка, чтобы установить напряжение на ключе равным удвоенному значению входного напряжения. Однако максимальный коэффициент заполнения и число витков ограничительной обмотки можно откорректировать для любого желаемого значения напряжения на ключе. Далее во втором примере расчёта практической схемы прямоходового преобразователя будет показано, как использовать большое на-

¹⁾ Вольт-секунда (то же, что вебер) — единица магнитного потока. Определяется как магнитный поток, равномерное изменение которого до нуля за промежуток времени t с вызывает в произываемом им замкнутом контуре ЭДС, равную 1 В . — *Примеч. ред.*

²⁾ Из этого следует, что, чем короче интервал времени, когда ключ разомкнут, по сравнению с интервалом времени, в течение которого ключ замкнут (т. е. чем больше коэффициент заполнения), тем выше будет напряжение на ключе. — *Примеч. ред.*

пряжение на ключе для сброса магнитной индукции в сердечнике при коэффициенте заполнения более 50%. Ограничительная цепь рассеивает только энергию индуктивностей, расположенных внутри петли, образованной самой ограничительной цепью. Какие-либо паразитные индуктивности за пределами ограничивающей цепи, например индуктивности выводов ключа, создадут при запираании ключа дополнительные напряжения, воздействующие на ключ.

Двухключевую схему, которая изображена на **Рис. 5.12**, можно применить и для прямоходового преобразователя, заменив обратногоходовой дроссель трансформатором. Максимальное напряжение на каждом ключе будет немного выше входного напряжения. Диоды, как и прежде, ограничивают обратное напряжение, вызванное индуктивностью трансформатора¹⁾, значением входного напряжения. Поскольку ограниченное таким образом напряжение не превышает величину входного напряжения, максимальная величина коэффициента заполнения не должна превышать 50%, чтобы не происходило насыщения сердечника вследствие увеличения потока магнитной индукции в нём.

5.3.1. Последовательность проектирования практического прямоходового преобразователя

Типовая последовательность проектирования прямоходового преобразователя состоит из следующих шагов:

1. Выберите ИС контроллера, исходя из требуемого уровня мощности и стоимости микросхемы.
2. Выберите частоту коммутации.
3. Исходя из требуемых диапазона входного напряжения и выходного тока пульсаций, выберите максимальный коэффициент заполнения.
4. Подберите выходные диоды.
5. Рассчитайте соотношения числа витков трансформатора.
6. Определите максимальную мощность преобразователя и подберите ключевой транзистор.
7. Если используется источник запускающего напряжения, выберите запускающий конденсатор, исходя из требуемой величины заряда в цепи затвора.
8. Рассчитайте индуктивность выходного дросселя.
9. Выберите выходной конденсатор, исходя из требуемых пульсаций выходного напряжения.
10. Рассчитайте вспомогательный источник питания, если это необходимо.
11. Рассчитайте вспомогательные компоненты ИС, в том числе цепь обратной связи.

¹⁾ Точнее, изменением знака магнитного потока в сердечнике трансформатора при размыкании ключа. — *Примеч. ред.*

5.3.2. Пример сетевого прямоходового преобразователя

Рассмотрим в качестве примера универсальный первичный сетевой источник питания, обеспечивающий напряжение 5.0 В при токе 20 А (см. **Рис. 5.16**). Требуемое напряжение пульсаций — не более 100 мВ, стабилизация — 200 мВ. Даже не смотря на то, что микросхема MAX5052 предназначена для управления стабилизаторами с выходной мощностью до 50 Вт, вполне возможно использовать её и при более высоком уровне мощности, пока она способна управлять ключом. Выберем микросхему MAX5052A с максимальным коэффициентом заполнения 50%. Для самого низкого входного напряжения подойдёт коэффициент заполнения 45%. Этим мы обеспечим достаточный запас для запуска источника питания наименьшим входным напряжением при питании от сети переменного напряжения 100 В. Нам нужно минимизировать выходной ток пульсаций, чтобы напряжение пульсаций было низким. Зададим выходные пульсации 10%, т. е. 2 А. Ограничение напряжения проще всего выполнить с использованием дополнительной обмотки трансформатора и диода (*D3*). Диод *D3* должен иметь малое время отпирания (включения). Поскольку затем ток в диоде снижается до нуля, временные характеристики его выключения нас не интересуют.

Падение напряжения на диоде в выходной цепи будет неизменно, так как ток в дросселе течёт весь период коммутации. В низковольтных источниках питания со средней выходной мощностью предпочтительнее использовать диоды Шотки. Выберем сдвоенный диод, способный работать при заданном пиковом токе, составляющем 20 А плюс 1 А пульсаций. Сдвоенный диод IRF 30CPQ060 в корпусе ТО-247АС имеет номинальный средний ток 30 А и максимальное обратное напряжение 60 В. Прямое падение напряжения на этом диоде составляет 0.7 В при токе 20 А.

Для определения требуемого входного напряжения запишем уравнение понижающего преобразователя из главы 1:

$$V_{IN} = (V_{OUT} + V_{DIODE}) / DC = 5.7 \text{ В} / 0.45 = 12.7 \text{ В}.$$

Это напряжение должно присутствовать на вторичной обмотке при наименьшем переменном напряжении сети (равном 100 В). Отсюда соотношение числа витков трансформатора:

$$N = 100 \text{ В} / 12.7 \text{ В} = 7.9.$$

Мы можем определить требуемый коэффициент заполнения при высоком входном напряжении. Входное напряжение будет равно

$$390 \text{ В} / 7.9 = 49.5 \text{ В}.$$

Значит, коэффициент заполнения будет равен $5.7/49.5 = 11.5\%$. Полученное нами довольно высоко значение входного напряжения подтверждает правильность выбора диода.

Потребляемая мощность должна быть равна $5.0 \text{ В} \times 20 \text{ А} + 0.7 \text{ В} \times 20 \text{ А} = 114 \text{ Вт}$. Максимальный ток в ключе возникает при низком входном напряжении. Средний ток ключа рассчитывается исходя из средней мощности, а пиковый ток — исходя из среднего тока, коэффициента заполнения и коэффициента пульсаций:

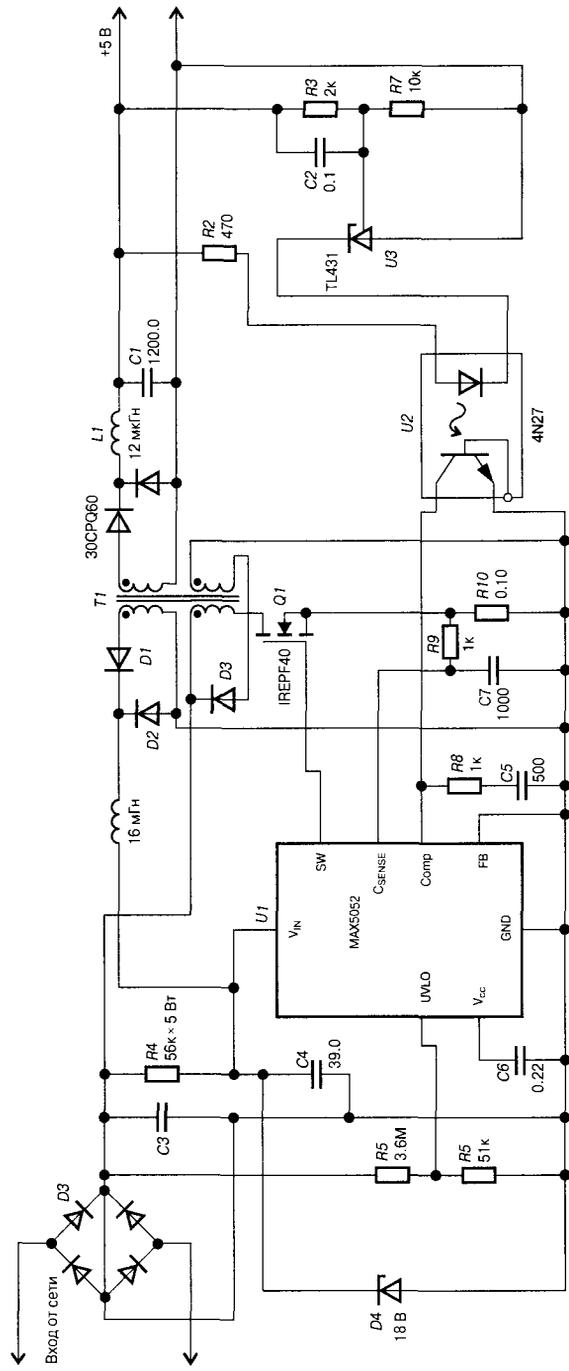


Рис. 5.16. Типовая схема универсального сетевого прямоходового источника питания

$$I_D = 114 \text{ Вт} / 100 \text{ В} = 1.14 \text{ А};$$

$$I_{D\text{-Peak}} = 1.14 \text{ А} / 0.45 \times 1.05 = 2.7 \text{ А}.$$

Ключ должен иметь номинальный ток больший, чем полученное значение $I_{D\text{-Peak}}$, с учётом всех потребителей мощности (вспомогательный источник питания, потери в ключе, потери в трансформаторе, потери в дросселе, потери в конденсаторе и т. д.). Нам потребуется ключ с такими параметрами: 900 В/5 А. МОП-транзистор IRFPF40 имеет напряжение пробоя $V_{DS} = 900 \text{ В}$, максимальный ток $I_D = 4.7 \text{ А}$, сопротивление сток/исток в открытом состоянии $R_{DS(ON)} = 2.5 \text{ Ом}$. Полный заряд затвора составляет 120 нКл, поэтому ток управления затвором равен $120 \text{ нКл} \times 262 \text{ кГц} = 32 \text{ мА}$.

При использовании этой схемы можно не обращать внимание на мощность, потребляемую цепью запуска, поэтому рекомендуется повысить рассеивание в запускаящем резисторе, чтобы уменьшить время запуска. Практически система должна запускаться за время до 500 мс при наименьшем входном напряжении.

Потребляемый ток относительно постоянен. ИС потребляет 2.5 мА, а схема управления затвором МОП-транзистора потребляет ещё 32 мА. Выделим источнику питания 10 мс для заряда источника смещения до 10.43 В. Будем использовать заряд 345 мкКл, т. е. заряжать током 34.5 мА в течение 10 мс. Для расчёта ёмкости времязадающего конденсатора снова используем уравнение конденсатора:

$$C_4 = \frac{Q_2 - Q_1}{V_2 - V_1} = \frac{345 \text{ мкКл}}{19.68 - 10.43} = 37 \text{ мкФ}.$$

Округлив до ближайшего номинала, получаем 39 мкФ.

Номинальный заряд, необходимый для достижения точки включения ИС, составляет $39 \text{ мкФ} \times 20 \text{ В} = 780 \text{ мкКл}$. Значит, нужно заряжать конденсатор током 1.6 мА в течение 500 мс. Вычтя напряжение на конденсаторе из входного напряжения и разделив результат на зарядный ток, получаем $90 \text{ В} / 1.6 \text{ мА} = 56 \text{ кОм}$. Источник смещения будет потреблять максимальную мощность при высоком входном напряжении, поэтому $(390 - 20)^2 / 56 \text{ кОм} = 2.5 \text{ Вт}$. Придётся использовать резистор мощностью 5 Вт.

Индуктивность дросселя определяется током пульсаций, приложенным напряжением и коэффициентом заполнения. Приложенное напряжение равно напряжению на трансформаторе минус падение на диоде и минус выходное напряжение. Применим уравнение дросселя:

$$L = V \frac{dt}{dI} = (12.0 - 5.0) \times \frac{0.45 \times 3.82 \text{ мкс}}{1.0 \text{ А}} = 12.0 \text{ мкГн}.$$

Ёмкость выходного конденсатора определяется требованиями к напряжению пульсаций. Мы задали величину напряжения пульсаций 100 мВ и ток пульсаций 1.0 А. Выберем ЭПС и ёмкость конденсатора, используя наше испытанное правило «двух третей»:

$$\text{ЭПС} = \frac{67 \text{ мВ}}{1.0 \text{ А}} = 67 \text{ мОм.}$$

Ёмкостное сопротивление и ёмкость равны:

$$X_c = \frac{33 \text{ мВ}}{1.0 \text{ А}} = 33 \text{ мОм};$$

$$C = \frac{1}{2 \times \pi \times 262 \text{ кГц} \times 33 \text{ мОм}} = 18 \text{ мкФ.}$$

В качестве выходного хорошо подойдёт конденсатор серии FM Type A фирмы Panasonic, имеющий достаточно низкое ЭПС и выдерживающий достаточно большие токи пульсаций. К сожалению, в этой серии нет конденсаторов с номиналами, близкими к 18 мкФ/6.3 В. Поэтому используем конденсатор ёмкостью 1200 мкФ, способный работать при токе пульсаций 1.56 А и имеющий ЭПС 30 мОм.

Вспомогательный источник питания для нормальной работы ИС должен обеспечивать напряжение примерно 12 В, но не выше 30 В. Диоды $D1$ и $D2$ могут быть маломощными диодами Шотки с максимальным обратным напряжением 60 В. Вспомогательный источник питания не стабилизирован и не связан с основным выходным напряжением. Очень вероятно, что напряжение на выходе вспомогательного источника в процессе запуска или в случае появления больших выбросов сетевого напряжения превысит допустимые границы. Включённый параллельно вспомогательному источнику питания стабилитрон ($D4$) предназначен для удержания его напряжения в пределах рабочего диапазона управляющей ИС. Напряжение стабилизации стабилитрона выбирается достаточно высоким для того, чтобы в нормальном режиме он не потреблял ток. Мы можем задать очень малый уровень пульсаций в дросселе фильтра, так как ток, потребляемый ИС, практически постоянен. Поэтому в быстрой переходной характеристике нет необходимости, а низкие пульсации уменьшат колебания выходного напряжения при выбросах в сети. Выберем ток пульсаций 5%, т. е. $34.5 \text{ мА} \times 0.05 = 1.7 \text{ мА}$.

Рассчитаем индуктивность дросселя фильтра при наименьшем входном напряжении. При расчёте соотношения числа витков первичной и вспомогательной обмоток трансформатора также возьмём за основу наименьшее входное напряжение:

$$V_{\text{IN}} = (V_{\text{OUT}} + V_{\text{DIODE}}) / DC = 12.7 \text{ В} / 0.45 = 28.2 \text{ В};$$

$$N = 100 \text{ В} / 28.2 \text{ В} = 3.6;$$

$$L = V \frac{dt}{dI} = (27.5 - 12.0) \times \frac{0.45 \times 3.82 \text{ мкс}}{1.7 \text{ мА}} = 16 \text{ мГн.}$$

Напоследок, спроектируем цепь обратной связи. Для передачи сигнала обратной связи к управляющей ИС используем стандартную оптопару 4N27 и регулируемый трёхвыводной стабилизатор TL431. Следует предусмотреть небольшую

цепь опережающей коррекции для TL431 и небольшой полюс¹⁾ на входе (Comp.) обратной связи управляющей ИС. Реальные значения ёмкостей и сопротивлений элементов цепи коррекции необходимо определить путём лабораторных тестов на макете источника питания.

Выбор токоизмерительных компонентов и компонентов схемы блокировки при пониженном напряжении производится так же, как и в обратноходовом преобразователе на микросхеме MAX5052.

5.3.3. Пример прямоходового преобразователя без гальванической развязки

Уровни тока в схеме обратноходового источника питания для автомобилей были довольно высокими. Входной ток имеет форму коротких импульсов большой амплитуды. Эти импульсы проникают и на выход источника питания. Использование прямоходового преобразователя позволяет снизить уровень как выходных, так и входных пульсаций. Для этого достаточно задать коэффициент заполнения более 50%. Очередная наша схема, изображённая на **Рис. 5.17**, служит примером реализации такого источника питания.

Коэффициент заполнения в автономном прямоходовом преобразователе ограничен значением 50%, чтобы обратное напряжение, требуемое для сброса магнитной индукции в трансформаторе, не превысило напряжение пробоя ключа. При коэффициенте заполнения 50% обратное напряжение может быть равно входному напряжению. В нашем автомобильном источнике питания выгоднее использовать высоковольтный ключ. Высокое обратное напряжение позволит сбрасывать магнитную индукцию в трансформаторе за короткий период времени.

Начнём с тех же требований, какие предъявлялись к обратноходовому преобразователю, и используем ту же управляющую ИС. Выберем ту же самую рабочую частоту 167 кГц, т. е. длительность периода равна 6 мкс.

Зададим максимальный коэффициент заполнения 75% при входном напряжении 11.0 В. В справочных данных на микросхему LT1680 указывается, что величина максимального коэффициента заполнения может варьироваться от микросхемы к микросхеме, и если мы задаём его номинальное значение 75%, то с учётом разброса оно будет находиться в диапазоне 70...78%. В наших расчётах необходимо для худшего случая принимать коэффициент заполнения равным 80%. Суммарный поток магнитной индукции в трансформаторе (его значение измеряется в вольт-секундах) при замкнутом ключе должен быть равен его величине при разомкнутом ключе²⁾. Отношение времени открытого состояния ключа к времени закрытого состояния составляет 80:20, поэтому обратное напряжение на первичной обмотке трансформатора при закрытом ключе будет в 4 раза больше

¹⁾ Этот добавочный полюс в передаточную функцию контура обратной связи вносит звено, состоящее из резистора $R8$ и конденсатора $C5$. — *Примеч. ред.*

²⁾ Это условие того, чтобы энергия, накопленная в сердечнике трансформатора во время протекания тока первичной обмотки (ключ замкнут), полностью передавалась в нагрузку при протекании тока вторичной обмотки (ключ разомкнут). — *Примеч. ред.*

входного напряжения. Этим определяется соотношение числа витков для ограничительной обмотки — 4:1. Номинальное напряжение ключа должно быть как минимум в 5 раз больше самого высокого входного напряжения (4× — на ограничение и ещё 1× — на входное напряжение). То есть его минимальное значение равно $15.0 \text{ В} \times 5 = 75 \text{ В}$. На сайте фирмы International Rectifier можно найти МОП-транзисторы с номинальным напряжением 100 или 150 В. Наверное, будет правильнее выбрать компонент с номиналом 150 В, чтобы обеспечить запас на случай больших выбросов входного напряжения. Транзистор IRF3415 в корпусе ТО-220 имеет параметры $V_{DSS} = 150 \text{ В}$, $R_{ON} = 42 \text{ мОм}$ и $I_{DSS} = 43 \text{ А}$. Существует близкий к нему по параметрам и более дешёвый транзистор IRF3315, но его I_{DSS} составляет всего лишь 15 А при 100°C .

Для выходного выпрямителя первоначально следует выбрать 150-вольтовый диод Шоттки. Отношение числа витков первичной обмотки к вторичной должно быть очень близко к 1.5:1, так как нашей целью является снижение входных и выходных пульсаций. Однако мы рассчитали, что обратное напряжение при сбросе магнитной индукции в трансформаторе вчетверо превышает входное напряжение. Значит, обратное напряжение на диодах будет в 4 раза больше входного напряжения, умноженного на соотношение числа витков. При этом потребуется диод с максимальным обратным напряжением не ниже 90 В. Выбор этого значения равным 150 В позволит нам обеспечить запас по соотношению числа витков трансформатора вплоть до 2.25:1.

Используем сдвоенный диод IRF30CPQ160 номиналом 150 В/30 А, подобный тому, что мы использовали в примере обратногоходового преобразователя. Выберем пиковый выходной ток 11 А и ток пульсаций 2 А. Каждый из диодов будет пропускать только часть суммарного тока, поэтому среднее прямое падение напряжения на диоде за период частоты коммутации будет равно 0.75 В. Максимальная выходная мощность составит $13.6 \text{ В} \times 10.0 \text{ А} + 0.75 \text{ В} \times 10.0 \text{ А} = 143.5 \text{ Вт}$.

Для определения требуемого входного напряжения используем переработанный вариант уравнения понижающего преобразователя из главы 1:

$$V_{IN} = (V_{OUT} + V_{DIODE}) / DC = 14.35 \text{ В} / 0.75 = 19.1 \text{ В}.$$

Это — напряжение, которое должно присутствовать на вторичной обмотке при наименьшем входном напряжении. Отсюда соотношение числа витков трансформатора равно

$$N = 19.1 \text{ В} / 11.0 \text{ В} = 1.74.$$

Проверим коэффициент заполнения при наибольшем входном напряжении. Входное напряжение будет равно

$$15 \text{ В} \times 1.74 = 26.1 \text{ В}.$$

Следовательно, коэффициент заполнения при высоком входном напряжении будет составлять $14.4 / 26.1 = 55\%$. Источнику питания потребуется коррекция крутизны во всём рабочем диапазоне. Высокое входное напряжение 15.0 В, умноженное на соотношение числа витков (4:1 × 1.74:1), даёт обратное напряжение 104 В. Полученное значение подтверждает правильность выбора диода.

Индуктивность дросселя выходного фильтра определяется, исходя из тока пульсаций, приложенного напряжения и коэффициента заполнения. Приложенное напряжение равно напряжению на вторичной обмотке трансформатора за вычетом падения на диоде. Применим уравнение дросселя:

$$L = V \frac{dt}{dI} = (18.4 - 13.6) \times \frac{0.75 \times 6 \text{ мкс}}{2.0 \text{ А}} = 10.8 \text{ мкГн.}$$

Ёмкость выходного конденсатора определяется требованиями к величине напряжения пульсаций. Мы хотим получить пульсации 300 мВ и ток пульсаций 2.0 А. Выберем ЭПС и ёмкость конденсатора, используя правило «одной трети и двух третей»:

$$\text{ЭПС} = \frac{200 \text{ мВ}}{2.0 \text{ А}} = 100 \text{ мОм.}$$

Ёмкостное сопротивление и ёмкость конденсатора равны:

$$X_C = \frac{100 \text{ мВ}}{2.0 \text{ А}} = 50 \text{ мОм;}$$

$$C = \frac{1}{2 \times \pi \times 167 \text{ кГц} \times 50 \text{ мОм}} = 19 \text{ мкФ.}$$

Требованиям к току пульсаций и ЭПС удовлетворяет один-единственный полимерный электролитический конденсатор серии WA фирмы Panasonic номиналами 82 мкФ/16 В. Этот конденсатор имеет ЭПС, равное 39 мОм, работает с номинальным током пульсаций 2.5 А и выполнен в корпусе для поверхностного монтажа. При треугольной форме тока среднеквадратический ток пульсаций приблизительно равен половине пикового значения тока пульсаций, поэтому в нашем случае ток выходных пульсаций равен примерно 1 А.

Средний входной ток рассчитывается как $141 \text{ Вт} / 11.0 \text{ В} = 12.8 \text{ А}$. Входной ток представляет собой почти прямоугольные импульсы амплитудой $12.8 \text{ А} / 0.75 = 17 \text{ А}$. Среднеквадратический ток равен

$$I_{\text{RMS}} = I_{\text{IN}} (DC - DC^2)^{1/2} = 12.8 (0.75 - 0.56)^{1/2} = 5.6 \text{ А.}$$

Для входного фильтра прекрасно подойдут два полимерных электролитических конденсатора серии WA фирмы Panasonic номиналом 150 мкФ/20 В. Этот конденсатор имеет ЭПС, равное 26 мОм, выдерживает номинальный ток пульсаций 3.7 А и выполнен в корпусе для поверхностного монтажа. Обратите внимание, что ситуация с пульсациями сильно отличается (в лучшую сторону) от обратногоходовой схемы, где входные среднеквадратические пульсации были равны 9 А, а выходные пульсации — 4.8 А. С переходом от обратногоходовой схемы к прямоходовому преобразователю нам потребуется меньшее количество фильтрующих конденсаторов и к тому же более дешёвых.

Для выбранной нами управляющей ИС сопротивление токоизмерительного резистора определяется средним током, а не пиковым. Его расчёт следует производить по формуле из справочных данных на микросхему:

$$R_1 = 120 \text{ мВ} / I_{\text{AVG}} = 0.12 \text{ В} / 12.8 \text{ А} = 9.4 \text{ мОм}.$$

Уровень ограничения среднего тока задаётся комбинацией токоизмерительного резистора и токоограничивающего интегрирующего конденсатора. Рекомендуемая в справочных данных ёмкость этого конденсатора — 220 пФ.

Расчёт выходного напряжения и цепи мягкого запуска производится таким же образом, как и для обратногоходовой схемы.

Нам нужно ограничить максимальный коэффициент заполнения значением 75%, поэтому по графику в справочных данных на микросхему выбираем сопротивление времязадающего резистора 5 кОм. По другому графику определяем, что рабочей частоте 167 кГц при таком сопротивлении времязадающего резистора соответствует конденсатор ёмкостью 1.5 нФ. Для всех контроллеров с управлением по току при коэффициенте заполнения более 50% требуется коррекция крутизны. В микросхеме LT1680 есть внутренняя цепь коррекции, которая должна подойти для нашего источника питания.

5.4. Двухтактные схемы

Двухтактные схемы не рекомендуется использовать в схемах контроллеров с управлением по напряжению, потому что любой разбаланс в «плечах» первичной обмотки в итоге приведёт к насыщению сердечника трансформатора. Напротив, контроллер с управлением по току отслеживает разбаланс и ограничивает ток в обоих плечах. Один из ключей и одна из обмоток трансформатора всё же могут быть нагружены больше, чем другие, но суммарная магнитная индукция в сердечнике контролируется путём ограничения максимального тока в каждой обмотке.

Типовой двухтактный преобразователь изображён на **Рис. 5.18**. Обратите внимание, что на вторичной стороне используется двухполупериодный выпрямитель со средней точкой. В большинстве схем используется трансформатор со средней точкой и сдвоенный диод, так как в течение каждого полупериода напряжение будет падать только на одном диоде. Можно использовать и обычный двухполупериодный выпрямитель, чтобы упростить трансформатор, но тогда в течение каждого полупериода напряжение будет падать на двух диодах и придётся использовать четыре диода. Обмоточные провода всё-таки гораздо дешевле полупроводниковых компонентов¹⁾.

Применение двухтактных схем в современных источниках питания на основе контроллеров с управлением по току приобретает всё большую популярность. Особенно часто такие схемы применяются в различной мощности стабилизато-

¹⁾ Утверждение довольно спорное, поскольку чаще всего дело обстоит как раз наоборот. — *Примеч. ред.*

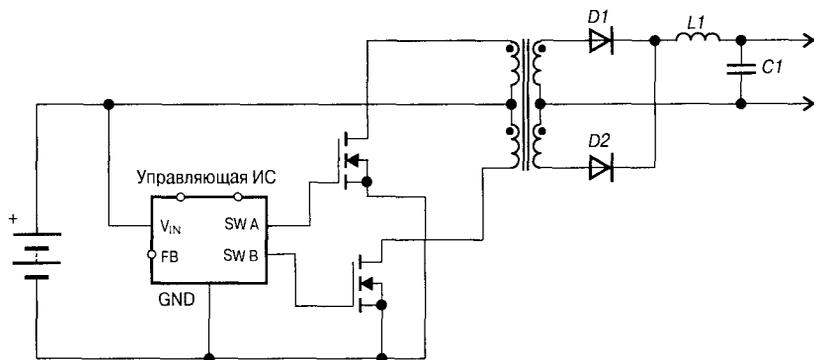


Рис. 5.18. Типовая схема двухтактного преобразователя

рах «point-of-load» (POL)¹⁾, где воздействия повышенного напряжения на ключ опасаться не надо.

Первичная обмотка требует удвоенного числа витков, как в мостовой схеме, поэтому конструкция трансформатора сложнее, чем в полумостовом преобразователе. Ключи должны выдерживать удвоенное входное напряжение, в то время как напряжение на ключе в полумостовой схеме равно входному напряжению. Самым большим преимуществом двухтактной схемы перед полумостовой является то, что цепь управления ключами не требуется гальванически развязывать от входного напряжения. В двухтактной схеме нет необходимости в ограничительной цепи, так как один из выходных диодов продолжает проводить ток при закрытых ключах. Ток намагничивающей индуктивности необходимо обнулять между циклами коммутации ключей.

Эффективная частота коммутации равна удвоенной частоте генератора. Каждый ключ представляет собой эквивалент одноключевого прямоходового преобразователя. Двухполярное управление удваивает эффективный коэффициент заполнения, а рабочая частота выходного фильтра равна удвоенной частоте коммутации.

Управляющая ИС должна обеспечивать двухфазные выходные импульсы для поочередного управления ключами. Кроме того, схема выйдет из строя, если оба ключа будут замкнуты (проводят ток) одновременно. ИС двухтактного управления должна быть способной устанавливать соответствующую величину интервала между импульсами разных фаз. Благодаря этому один ключ размыкается (запирается) раньше, чем другой ключ начнёт проводить ток.

¹⁾ Источники питания, расположенные в непосредственной близости от нагрузки, обычно на той же самой печатной плате, и осуществляющие стабилизацию, как правило, низковольтных цепей. — Примеч. ред.

5.4.1. Проектирование практической двухтактной схемы

Последовательность проектирования двухтактного преобразователя такова:

1. Выберите ИС контроллера, исходя из требуемого уровня мощности и стоимости микросхемы.
2. Выберите частоту коммутации.
3. Исходя из требуемого диапазона входного напряжения, выберите максимальный коэффициент заполнения.
4. Подберите выходные диоды.
5. Рассчитайте индуктивность выходного дросселя.
6. Рассчитайте соотношения числа витков обмоток трансформатора.
7. Определите максимальную мощность преобразователя и подберите ключевой транзистор.
8. Выберите выходной конденсатор, исходя из требуемых пульсаций выходного напряжения.
9. Рассчитайте вспомогательный источник питания, если это необходимо.
10. Рассчитайте вспомогательные компоненты ИС, в том числе цепь обратной связи.

Рассматриваемый в качестве примера двухтактный источник питания предназначен для телекоммуникационных систем. Он преобразует напряжение 48 В в гальванически развязанное от входа напряжение 5 В при токе 20 А с пульсациями 100 мВ. Схема устройства показана на **Рис. 5.19**.

Поиск управляющих ИС, специально предназначенных для двухтактных или мостовых схем, даёт очень мало результатов. Большинство контроллеров с управлением по току первого и второго поколений (например, 1846) реализуют необходимые функции, но требуют использования большого количества внешних компонентов. Очень немногие современные управляющие ИС предназначены для двухтактных и мостовых схем. Некоторые производители предлагают только один-два подобных компонента, а многие вообще не выпускают современной продукции для данного сектора рынка. Видимо потому, что устройства мощностью выше 200 Вт составляют довольно малую часть рынка источников питания.

Выберем для нашего устройства микросхему LM5030 фирмы National. Выполненная в 10-контактном корпусе для поверхностного монтажа, она предназначена для применения в сетевых и высоковольтных источниках питания. Подобно большинству современных ИС, она обладает всей необходимой функциональностью с минимальным числом внешних компонентов. Для преобразователя большой мощности рекомендуется выбрать рабочую частоту 200 кГц. Использование более высоких частот потребует более тщательно контролировать процессы коммутации и возможные вторичные эффекты. Можно разработать мощный трансформатор и для более высоких частот, но придётся затратить куда больше усилий на разводку печатной платы, проектирование трансформатора и выбор полупроводниковых компонентов. В справочных данных на микросхему LM5030 приведён график зависимости сопротивления задающего резистора от частоты.

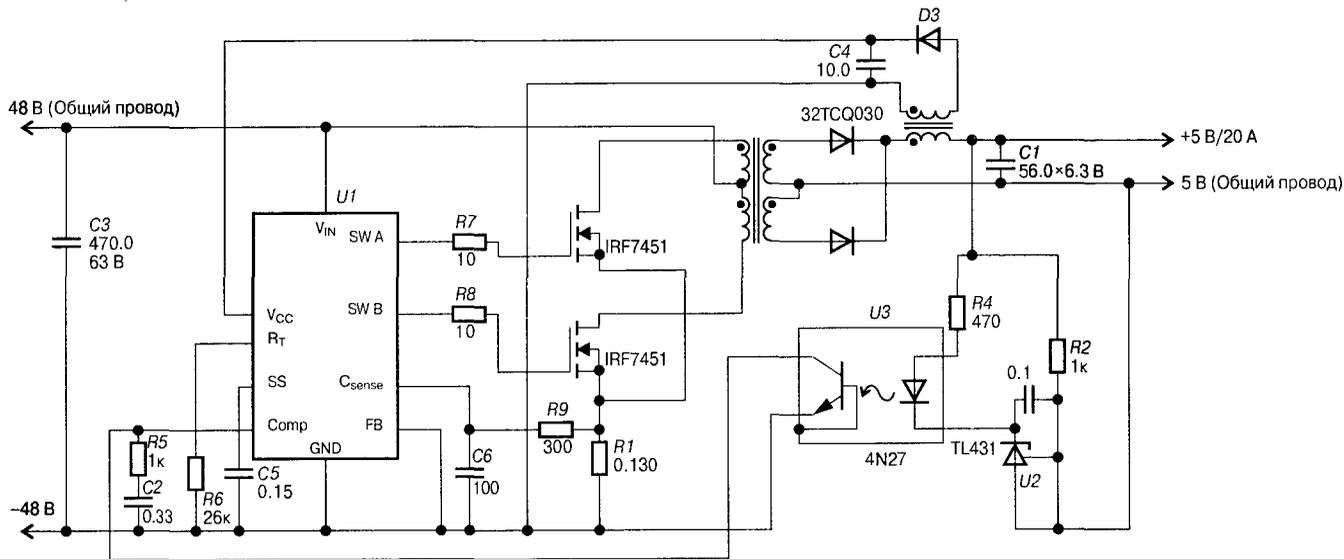


Рис. 5.19. Двухтактная схема с гальванической развязкой

Для частоты генератора 200 кГц указывается сопротивление 26 кОм. Коммутация ключей будет происходить с частотой 100 кГц, а выходной фильтр будет работать на частоте 200 кГц.

При обсуждении прямоходового преобразователя без гальванической развязки мы видели, что выбор коэффициента заполнения больше 50% значительно снижает пульсации на входе источника питания, но не оказывает никакого влияния на выходные пульсации. Эффективный коэффициент заполнения будет вдвое больше коэффициента заполнения одного ключа. Выберем коэффициент заполнения одного ключа 40%, что даст коэффициент заполнения по входу и выходу 80% при частоте 200 кГц. Такая большая величина коэффициента заполнения — это нормально, потому что входное напряжение 48 В имеет соответствующую стабилизацию. Зададим ток пульсаций в выходном дросселе 1.0 А, чтобы минимизировать требования к ЭПС выходного конденсатора. Ещё одним преимуществом использования большого коэффициента заполнения является то, что это снижает требуемое максимальное обратное напряжение выходных диодов. Предполагаем, что обратное напряжение будет ниже удвоенного выходного напряжения, поэтому должны подойти диоды с максимальным обратным напряжением 20 В. Диоды Шотки фирмы International Rectifier бывают с обратным напряжением 15 В либо 30 В, поэтому выбираем сдвоенный диод 32ТСQ030. Он имеет номинальный ток 30 А и максимальное обратное напряжение 30 В. Прямое падение напряжения на нём составляет 0.5 В при токе 20 А.

Для определения требуемого входного напряжения используем переработанное уравнение понижающего преобразователя из главы 1:

$$V_{IN} = (V_{OUT} + V_{DIODE}) / DC = 5.5 \text{ В} / 0.80 = 6.9 \text{ В}.$$

Это напряжение, которое должно присутствовать на вторичной обмотке при наименьшем входном напряжении. Отсюда соотношение числа витков трансформатора равно

$$N = 48 \text{ В} / 6.9 \text{ В} = 6.96.$$

Проектирование значительно упростится, если мы откорректируем полученное значение до 6.5 и используем меньший коэффициент заполнения. На каждое плечо вторичной обмотки трансформатора мы скорее всего отведём по два или три витка, что потребует для первичной обмотки 13 или 20 витков.

Индуктивность дросселя выходного фильтра определяется током пульсаций, приложенным напряжением и коэффициентом заполнения. Применим уравнение дросселя:

$$L = V \frac{dt}{dI} = (6.9 - 5.0) \times \frac{0.8 \times 5 \text{ мкс}}{1.0 \text{ А}} = 7.6 \text{ мкГн}.$$

Ёмкость выходного конденсатора определяется требованиями к напряжению пульсаций. Мы хотим получить пульсации 100 мВ и ток пульсаций 1.0 А. Выберем ЭПС и ёмкость конденсатора, используя наше правило «одной трети и двух третей»:

$$\text{ЭПС} = \frac{67 \text{ мВ}}{1.0 \text{ А}} = 67 \text{ мОм};$$

$$X_C = \frac{33 \text{ мВ}}{1.0 \text{ А}} = 33 \text{ мОм};$$

$$C = \frac{1}{2 \times \pi \times 200 \text{ кГц} \times 33 \text{ мОм}} = 24 \text{ мкФ}.$$

Полимерный электролитический конденсатор поверхностного монтажа серии S фирмы Panasonic номиналом 56 мкФ/6.3 В обладает ЭПС всего лишь 9 мОм, поэтому пульсации будут значительно ниже требуемых 100 мВ. Этот конденсатор способен работать при номинальном токе пульсаций 3 А.

Входная мощность примерно равна 117 Вт (КПД — 85%). Средний входной ток равен 2.4 А, а пиковый входной ток при коэффициенте заполнения 80% составляет 3.1 А. Среднеквадратический ток равен 1.24 А. Конденсатор серии FC фирмы Panasonic номиналом 470 мкФ/63 В обеспечит низкое ЭПС (меньше 1 Ом) при соответствующем токе пульсаций. От ключей требуется коммутирование, как минимум, удвоенного входного напряжения. Ближайший номинал V_{DSS} (с некоторым запасом) — 150 В. Транзистор IRF3415S выполнен в корпусе D2PAK и имеет более чем достаточный номинальный ток и подходящее номинальное напряжение. Транзистор IRF7451 выпускается в корпусе SO-8 и обладает номинальным током стока 3.6 А. Так как средний ток в каждом ключе составляет половину общего тока, этот транзистор подойдёт нам даже лучше благодаря своим малым габаритам.

В цепи обратной связи для управления оптопарой 4N27 используется микросхема TL431. Частотная коррекция контура обратной связи осуществляется и для TL431, и на выводе коррекции (Comp) управляющей ИС. В управляющей ИС реализована внутренняя коррекция крутизны, поэтому внешняя цепь коррекции не потребуется.

Источник питания V_{CC} отличается от любого из тех, которые мы применяли ранее. Дополнительную обмотку мы размещаем на дросселе выходного фильтра, используя его таким же образом, как дроссель в обратноточном источнике питания. Обратите внимание, что полярность обмотки вспомогательного источника питания такова, чтобы конденсатор C_4 заряжался в то время, когда дроссель выходного фильтра разряжается. Напряжение на дросселе во время заряда меняется в зависимости от входного напряжения 48 В. Однако, когда фильтрующий дроссель разряжается, диоды ограничивают напряжение на нём примерно на уровне выходного напряжения. Так как выходное напряжение хорошо стабилизировано, мы получаем стабилизированный вспомогательный источник питания для управляющей ИС. Вероятно, это лучший из возможных источников питания для ИС. Проблема, особенно для сетевых источников питания, только в том, что изоляция между обмотками дросселя выходного фильтра должна быть такой же, как у основного трансформатора. Напряжение на выходе вспомогательного источника в нашем примере будет равно $(2.1 \times 5 \text{ В} - 0.7 \text{ В})$, т. е. 9.8 В, и будет немного меняться при изменении выходного тока.

Сопротивление токоизмерительного резистора рассчитывается на основе информации, почерпнутой из справочных данных на микросхему:

$$R = 0.5 / I_{PK} = 0.5 / 3.8 = 0.130 \text{ Ом.}$$

Сигнал с выхода измерителя тока поступает на соответствующий вход ИС через простой RC -фильтр, чтобы исключить ложное измерение тока вследствие выбросов.

Вывод мягкого запуска ИС представляет собой источник тока 10 мкА. Этот источник тока заряжает конденсатор мягкого запуска до напряжения 0.5 В. Если мы хотим получить время мягкого запуска 30 мс, нам потребуется конденсатор ёмкостью 0.15 мкФ.

5.5. Полумостовые схемы

Полумостовая топология схемы выбирается для сетевых преобразователей мощностью от 200 до 1000 Вт. Типовой полумостовой преобразователь изображён на Рис. 5.20.

Ёмкостный делитель напряжения ($C2, C3$) является неотъемлемой частью схемы. Он обеспечивает напряжение, равное половине входного напряжения. Ключи

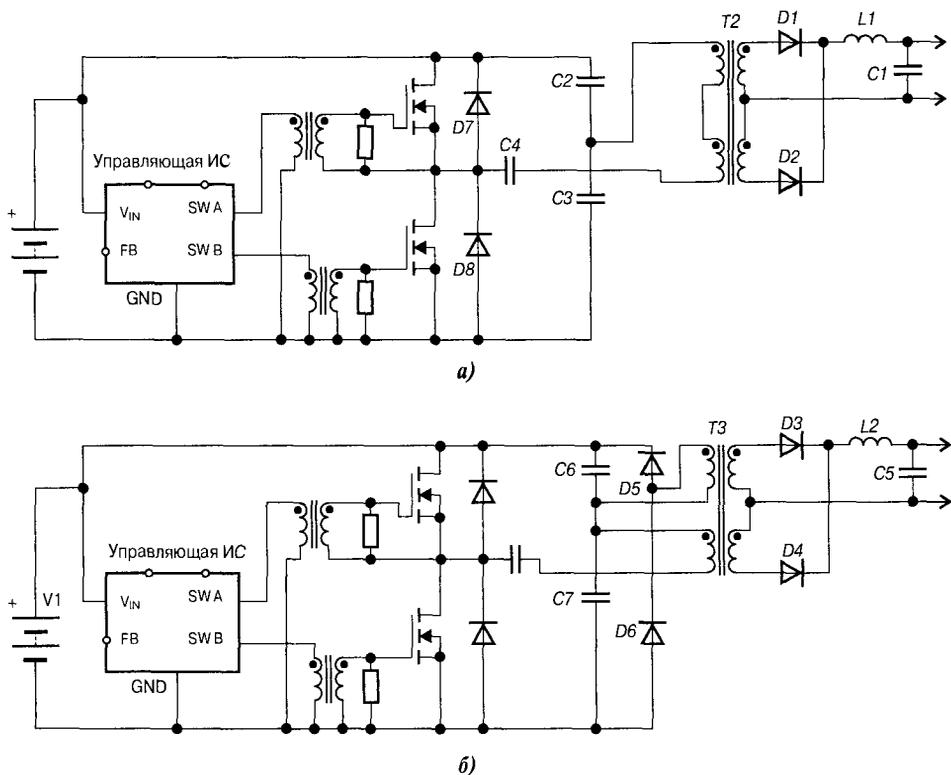


Рис. 5.20. Типовая полумостовая схема для работы от двухполупериодного удвоителя напряжения (а); выравнивающая схема для использования с двухполупериодным мостом (б)

чи поочередно коммутируют ток первичной обмотки трансформатора в противоположных направлениях, как в двухтактной схеме. Преимущество полумостовой схемы заключается в том, что ключи должны быть рассчитаны на напряжение, равное входному напряжению, плюс небольшой запас с учётом выбросов¹⁾. К тому же конструкция трансформатора проще, чем в двухтактной схеме, так как требуется только одна первичная обмотка.

Обратите внимание на небольшой разделительный конденсатор (*C4*) между ключами и первичной обмоткой трансформатора. Этот конденсатор предотвращает возможность постепенного нарастания магнитной индукции в первичной обмотке и насыщения трансформатора. Когда два накопительных конденсатора работают от двухполупериодного удвоителя напряжения 115 В, входные диоды по очереди заряжают их до полного пикового входного напряжения. Напряжение на каждом конденсаторе жёстко привязано к напряжению первичного источника питания, благодаря чему потенциал средней точки не зависит от точности подбора (идентичности) конденсаторов. Разделительный конденсатор между ключами и трансформатором, по сути, не нужен. Однако если конденсаторы работают от двухполупериодного моста с универсальным входом или от сети 240 В, потенциал точки соединения накопительных конденсаторов будет зависеть от их разностной ёмкости. Напряжение в средней точке становится «плавающим» и зависит от ёмкостей конденсаторов и режима работы схемы. Для того чтобы не происходило насыщение трансформатора в «плавающем» режиме, используется разделительный конденсатор. К разделительному конденсатору прикладывается половина входного напряжения, и через него течёт весь первичный ток. Поэтому требуется конденсатор, способный работать при полном переменном токе источника питания.

На **Рис. 5.20** показан ещё один способ обеспечения того, чтобы напряжение в точке соединения конденсаторов *C2* и *C3* составляло ровно половину от входного напряжения. Вторая первичная обмотка (уравновешивающая) с тем же самым числом витков подключена через диоды *D5* и *D6* к первичному источнику питания. В процессе работы две последовательно соединённые обмотки подключаются параллельно двум конденсаторам. Если напряжения на обмотках различаются, текущий из уравновешивающей обмотки ток выравнивает напряжения на конденсаторах. Ток в уравновешивающей обмотке обычно составляет порядка 100 мА, поэтому обмотка может быть намотана тонким проводом.

Полумостовая схема сложнее двухтактной, потому что для верхнего (по схеме) ключа требуется гальваническая развязка от управляющей ИС. Для управления по току требуется, чтобы последовательно с первичной обмоткой включался трансформатор тока. К тому же в измерителе тока необходимо использовать двухполупериодное выпрямление, чтобы измерять ток каждого ключа. Обратите внимание на ограничительные диоды, включённые параллельно каждому из ключей. Можно использовать внутренний диод корпус-сток МОП-транзистора, но он обладает плохими характеристиками отпираания и запираания. Лучше применить внешние быстродействующие диоды.

¹⁾ В двухтактной же схеме напряжение на ключах равняется удвоенному входному напряжению. —
Примеч. ред.

5.5.1. Проектирование практической полумостовой схемы

Проектирование полумостовой и мостовой схем состоит из одних и тех же шагов. Ниже приводятся типовые шаги проектирования мостового преобразователя:

1. Выберите ИС контроллера, исходя из требуемого уровня мощности и стоимости микросхемы.
2. Выберите частоту коммутации.
3. Исходя из требуемого диапазона входного напряжения, выберите максимальный коэффициент заполнения.
4. Подберите выходные диоды.
5. Рассчитайте индуктивность выходного дросселя.
6. Рассчитайте соотношения числа витков обмоток трансформатора.
7. Определите максимальную мощность преобразователя и подберите ключевой транзистор.
8. Выберите выходной конденсатор, исходя из требуемых пульсаций выходного напряжения.
9. Рассчитайте вспомогательный источник питания, если это необходимо.
10. Рассчитайте вспомогательные компоненты ИС, в том числе цепь обратной связи.

В качестве примера полумостовой схемы рассмотрим сетевой универсальный источник питания 12.0 В/40 А. Пульсации должны составлять 100 мВ. Схема этого устройства изображена на **Рис. 5.21**. Для нашего источника питания хорошо подходит микросхема LM5030 фирмы National. Выбираем рабочую частоту 100 кГц, чтобы упростить проектирование, но при этом получить хорошую производительность.

Проектирование нужно начинать с расчёта дросселя для входного постоянного напряжения 100 В при максимальном коэффициенте заполнения. Выберем максимальный коэффициент заполнения 40%. Зададим ток пульсаций 4.0 А. Обратное напряжение на выходном диоде при входном напряжении 100 В будет составлять 18 В. Тогда при входном напряжении 390 В обратное напряжение будет равно примерно 70 В. Диод 80CNQ080А фирмы International Rectifier имеет номинальный ток 80 А и максимальное обратное напряжение 80 В. Прямое падение напряжения при токе 40 А составляет 0.8 В, поэтому при полной нагрузке диод будет рассеивать 32 Вт.

Для определения требуемого входного напряжения используем модифицированное уравнение понижающего преобразователя из главы 1:

$$V_{IN} = (V_{OUT} + V_{DIODE}) / DC = 12.8 \text{ В} / 0.80 = 16.0 \text{ В}.$$

Максимальное напряжение на выпрямителях будет равно 62.4 В, поэтому выбранный диод нам подходит. При высоком входном напряжении коэффициент заполнения в выходной цепи составит 20%.

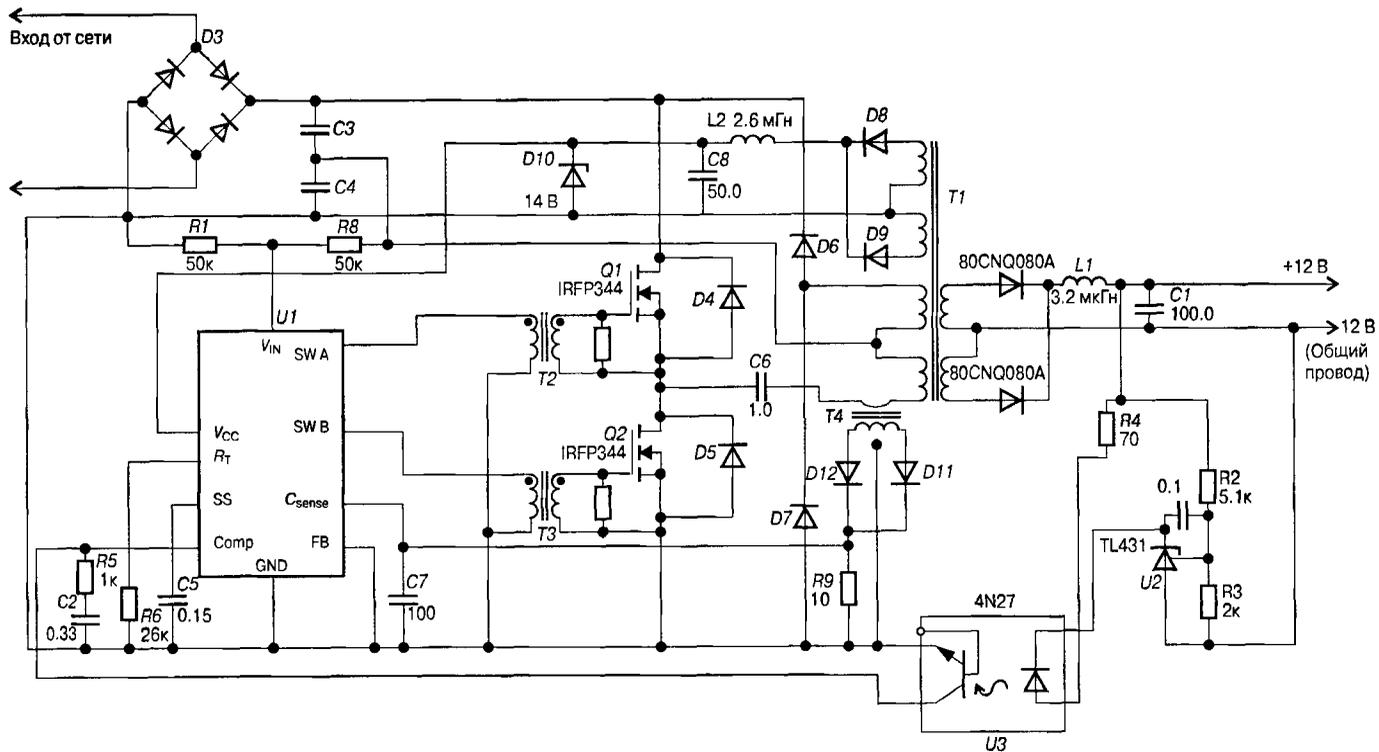


Рис. 5.21. Полумостовая схема сетевого универсального источника питания 12.0 В/40 А

Индуктивность дросселя выходного фильтра равна

$$L = V \frac{dt}{dI} = (15.2 - 12.0) \times \frac{0.8 \times 5 \text{ мкс}}{4.0 \text{ А}} = 3.2 \text{ мкГн.}$$

Помните, что напряжение на трансформаторе составляет лишь половину входного напряжения. Отсюда соотношение числа витков трансформатора:

$$N = 50 \text{ В} / 16.0 \text{ В} = 3.2.$$

Потери в схеме довольно велики. Основной вклад в общие потери вносит диод. На другие потери нужно отвести ещё как минимум 20 Вт. Таким образом, суммарная входная мощность источника питания составляет 532 Вт. Средний входной ток при низком входном напряжении будет равен 5.32 А, а пиковый — 6.65 А. Ключи должны иметь $V_{DSS} = 450 \text{ В}$ и I_{DSS} не менее 7 А. Транзистор IRFP344 имеет $V_{DSS} = 450 \text{ В}$, $I_{DSS} = 9 \text{ А}$ и $R_{ON} = 0.63 \text{ Ом}$. Полный заряд затвора для данного ключа составляет 60 нКл, поэтому ток затвора будет равен 12 мА.

Ёмкость выходного конденсатора определяется требованиями к напряжению пульсаций. Мы имеем напряжение пульсаций 100 мВ и ток пульсаций 1.0 А. Выберем ЭПС и ёмкость конденсатора, используя наше правило «одной трети и двух третей»:

$$\text{ЭПС} = \frac{67 \text{ мВ}}{4.0 \text{ А}} = 17 \text{ мОм.}$$

$$X_C = \frac{33 \text{ мВ}}{4.0 \text{ А}} = 8.3 \text{ мОм.}$$

$$C = \frac{1}{2 \times \pi \times 200 \text{ кГц} \times 8.3 \text{ мОм}} = 96 \text{ мкФ.}$$

И вновь мы видим, что ёмкость фильтрующего конденсатора довольно мала даже при очень большом выходном токе.

Для этой схемы нам потребуется вспомогательный источник питания. Напряжение источника питания ИС не должно зависеть от выходного напряжения. Лучшее, что мы можем сделать, — это спроектировать цепь с напряжением, близким к требуемому, и стабилизировать его на требуемом уровне. Потребляемый микросхемой ток составляет всего лишь 15 мА. Создадим источник питания напряжением 12 В и поставим стабилитрон, чтобы напряжение не превышало максимально допустимый уровень 16 В. Вспомогательная обмотка для питания этого источника будет иметь то же число витков, что и выходная обмотка, но для удобства возьмём для неё более тонкий провод. Установим ток пульсаций 5 мА.

$$L = V \frac{dt}{dI} = (15.2 - 12.0) \times \frac{0.8 \times 5 \text{ мкс}}{5 \text{ мА}} = 2.6 \text{ мГн}$$

Любой подходящий импульсный электролитический конденсатор ёмкостью 50 мкФ будет иметь достаточно низкое ЭПС и обеспечивать низкие пульсации питания ИС. Выберем резистор для заряда источника питания ИС до требуемого для запуска напряжения 7.7 В. Микросхема перестаёт работать, если напряжение питания падает ниже 6.1 В, поэтому необходим конденсатор большой ёмкости для питания при запуске. Пусковой ток довольно велик, поэтому достаточно лишь двух-трёх периодов, чтобы конденсатор полностью зарядился. Резистор, подающий ток 1 мА, должен обеспечить подходящее время запуска при низком входном напряжении.

Измерение тока в этой схеме значительно отличается от рассмотренных ранее схем. Во всех наших примерах использовался токоизмерительный резистор, «привязанный» к земле. Для мостовых схем требуется токоизмерительный трансформатор ($T4$), включенный последовательно с первичной обмоткой трансформатора. Можно также непосредственно измерять ток в выходном дросселе с помощью трансформатора тока, но тогда к токоизмерительному трансформатору будут предъявляться строгие требования по защитной изоляции. Чтобы измерять ток обоих ключей, с токоизмерительным трансформатором применяется двухполупериодное выпрямление.

Цепь обратной связи по напряжению выполнена так же, как в примере двухтактной схемы.

5.6. Мостовые схемы

Мостовые схемы применяются в источниках питания мощностью выше 500 Вт. Они самые сложные из всех сетевых источников питания и поэтому самые дорогие. Мостовой режим работы выбирается, только если первичный ток слишком велик, чтобы управление им осуществлялось лишь двумя ключами. Два конденсатора в мостовой схеме заменяются двумя ключами и ограничительными диодами. Для обоих верхних (по схеме) ключей требуется обеспечить гальваническую развязку цепи управления. При расчёте соотношения числа витков трансформатора используется полное входное напряжение, а не половина, как в полумостовой схеме. В мостовой схеме используется один входной конденсатор вместо двух. Ёмкость этого конденсатора ($C3$) меньше, чем в полумостовой схеме. Относительная дешевизна одного маленького конденсатора по сравнению с двумя большими компенсирует дополнительные затраты на полупроводниковые компоненты. К тому же ключи могут быть дешевле, потому что уровень тока в них в 2 раза ниже требуемого для полумостовой схемы. Пример мостового преобразователя показан на **Рис. 5.22**.

Полумостовую схему из предыдущего примера можно довольно легко переработать в мостовую схему. Основные расчёты остаются практически теми же самыми. Первым отличием будет соотношение числа витков трансформатора:

$$N = 100 \text{ В} / 16.0 \text{ В} = 6.3.$$

Следующим отличием оказывается выбор ключа. Входной ток будет равен 2.66 А, пиковое значение — 3.33 А. Такой низкий ток позволяет нам подобрать

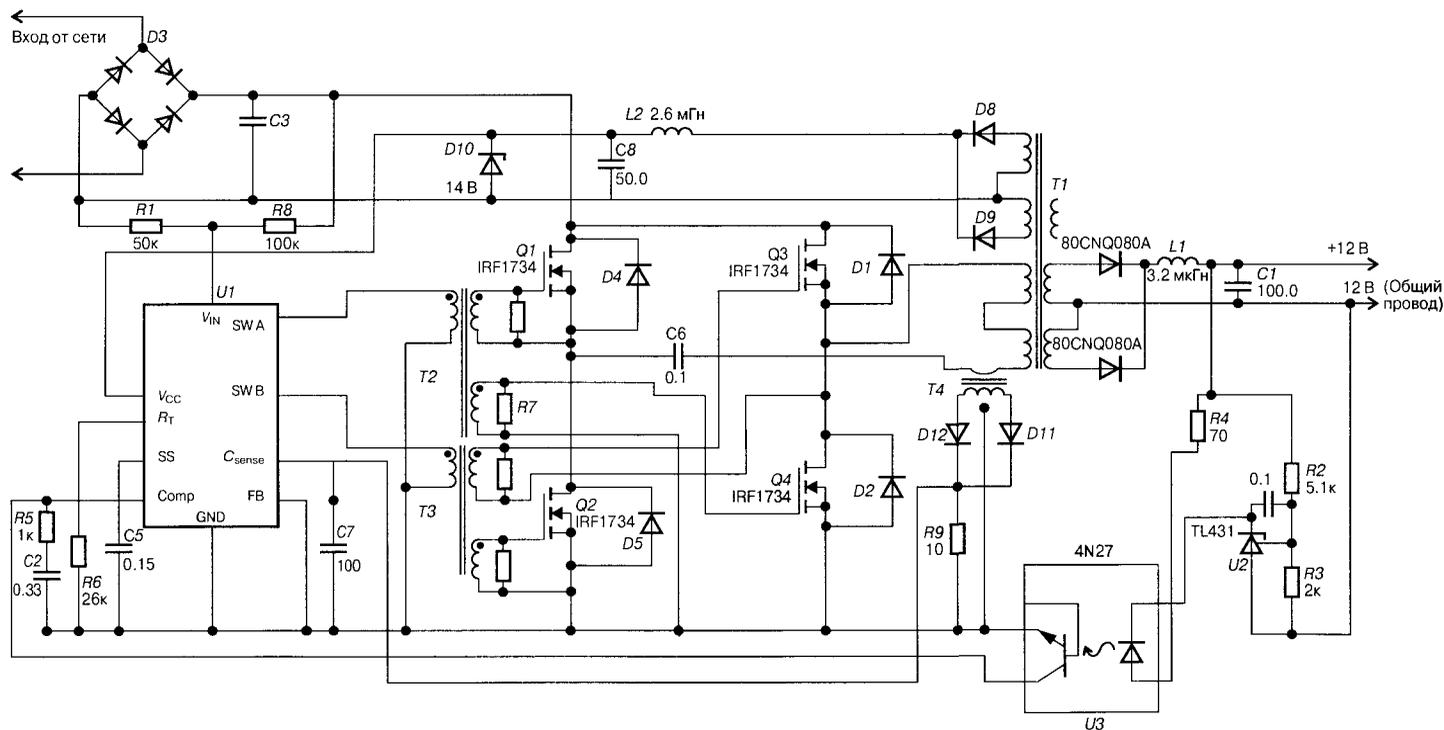


Рис. 5.22. Мостовая схема (преобразована из Рис. 5.21)

более дешёвый ключ. Транзистор IRFP344 стоит 2.33 доллара (в партии — от 100 шт.), а IRF1734 стоит 0.94 доллара (в партии — от 100 шт.) в ценах 2004 года. Транзистор IRF1734 имеет номиналы 450 В/3.4 А, что с достаточным запасом удовлетворяет требованиям для нашей схемы. Если в трансформаторах на **Рис. 5.21** и **Рис. 5.22** используются две одинаковые первичные обмотки, то для обеих схем можно применять один и тот же трансформатор.

Схемы полумостовых и мостовых преобразователей намного сложнее одноключевых и двухтактной схем. В мостовой схеме каждый импульсный трансформатор должен управлять двумя ключами.

ВЫБОР ПАССИВНЫХ КОМПОНЕНТОВ

- Характеристики конденсатора
- Алюминиевые электролитические конденсаторы
- Твердотельные танталовые и ниобиевые конденсаторы
- Твердотельные полимерные электролитические конденсаторы
- Многослойные керамические конденсаторы
- Плёночные конденсаторы
- Характеристики резисторов
- Углеродные композиционные резисторы
- Плёночные резисторы
- Проволочные резисторы

Конденсатор представляет собой просто ёмкость, только если речь идёт о низкочастотной или маломощной аналоговой схеме. Для импульсных источников питания это не так. Высокие токи и высокие частоты оказывают значительное влияние на выбранные нами конденсаторы. Мы уже рассматривали конденсаторы в главе 3, когда обсуждали алюминиевые электролиты для первичных источников питания и конденсаторы, применяемые при фильтрации электромагнитных помех. В этой главе мы подробно поговорим о разнообразных типах конденсаторов, подходящих для использования в импульсных источниках питания.

6.1. Характеристики конденсатора

Конденсатор характеризуется главным образом тем, что он накапливает заряд под воздействием приложенного к нему напряжения¹⁾. Реальный конденсатор можно представить как комбинацию сопротивления, ёмкости и индуктивности. Эквивалентные схемы реальных полярного и неполярного конденсаторов изображены на **Рис. 6.1**.

Обратите внимание, что в полярных конденсаторах имеется также паразитный диод, который позволяет течь току, если конденсатор смещён в обратном направлении. Этот диод является настоящим физическим диодом, образованным металлами и оксидами, применяемыми для пластин и диэлектрика. Полярные

¹⁾ Точнее, разности потенциалов. — *Примеч. ред.*

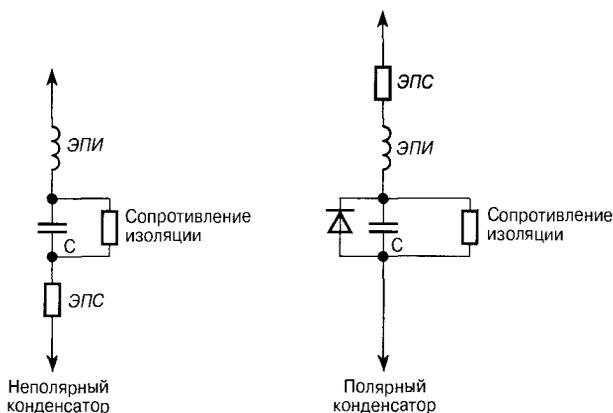


Рис. 6.1. Эквивалентные схемы реальных полярного и неполярного конденсаторов

конденсаторы изготавливаются из металлов, называемых «вентильными» из-за характеристик металла и оксидного диэлектрика. Вентильные металлы, применяемые в производстве конденсаторов, — это алюминий, тантал и ниобий.

Первостепенное влияние на характеристики реального конденсатора оказывают его ёмкость, эквивалентная последовательная индуктивность (ЭПИ) и эквивалентное последовательное сопротивление (ЭПС). Следует также принимать во внимание возможные неисправности (отказы) для каждого типа конденсатора, чтобы при проектировании источника питания обеспечить его надёжность. Каждый тип конденсаторов имеет свои отличительные особенности с точки зрения возможных отказов.

Характеристики потерь энергии в конденсаторах описываются в каталогах и справочных данных тремя параметрами: коэффициентом рассеяния, тангенсом угла потерь и импедансом.

На Рис. 6.2 показаны взаимозависимости величин, определяющих характеристики потерь в конденсаторе. Заметьте, что все три параметра зависят от X_C и X_L (ЭПИ). Так как X_C и X_L частотно-зависимы, то и характеристики потерь также зависят от частоты. Отметим также, что любой внешний фактор, влияющий на

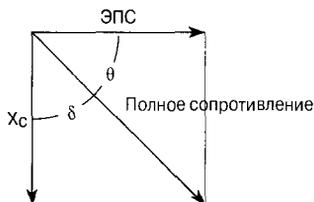


Рис. 6.2. Взаимозависимость величин, определяющих характеристики потерь в конденсаторе

величину ёмкости, например приложенное напряжение или изменение температуры, воздействует также и на характеристики потерь. Коэффициент рассеяния выражается в процентах:

$$DF = \frac{\text{ЭПС}}{X_C} \times 100.$$

На практике для обеспечения требуемого напряжения пульсаций DF должен быть не менее 67%.

Тангенс угла потерь и коэффициент мощности тесно взаимосвязаны. Коэффициент мощности — это косинус угла, образованного векторами полного сопротивления и ЭПС. Тангенс угла потерь — это тангенс смежного угла.

$$\text{tg}\delta = \frac{\text{ЭПС}}{X_C}.$$

Полное сопротивление равно модулю вектора, образованного векторами ЭПС и X_C (в комбинации с X_L). Во всех приведённых в главах 4 и 5 примерах при расчёте напряжения пульсаций использовались параметры ЭПС и X_C . Вместо этого мы могли бы просто использовать величину полного сопротивления.

Предельно допустимый ток пульсаций зависит от величины ЭПС. Если через конденсатор течёт переменный ток, то активная мощность рассеивается именно в ЭПС. Рассеивание мощности обуславливает повышение температуры конденсатора. Для каждой из технологий производства конденсаторов существуют свои предельно допустимые значения рассеиваемой мощности и рабочей температуры.

6.1.1. Алюминиевые электролитические конденсаторы

Алюминиевые электролитические конденсаторы производятся по самой «старой» и наиболее широко распространённой технологии. Они лучше всего подходят для использования в первичном источнике автономного сетевого источника питания. Электролитические конденсаторы имеют высокую ёмкость, большое номинальное напряжение, малые габариты и применяются в цепях питания и на звуковых частотах. Такие характеристики относятся к несомненным достоинствам алюминиевых электролитов.

Все алюминиевые электролитические конденсаторы представляют собой «сэндвич», состоящий из слоя алюминиевой фольги (анод конденсатора), бумажной прокладки, ещё одного слоя алюминиевой фольги (катод конденсатора) и ещё одного слоя бумаги. Этот «сэндвич» сворачивается в рулон и помещается в герметичный контейнер. Для подключения к внешней цепи к анодному и катодному фольгированным слоям привариваются проводники. Кроме того, катодный и анодный слои алюминиевой фольги химически протравливаются с целью увеличения площади их поверхности и соответственно ёмкости конденсатора. При этом ёмкость высоковольтных конденсаторов возрастает примерно в 20 раз, а низковольтных конденсаторов — даже в 100 раз. Диэлектрик в алюминиевом

электролитическом конденсаторе представляет собой слой оксида алюминия, образованный на поверхности «анодной» фольги. От глубины оксидирования зависят номинальное напряжение и ёмкость конденсатора. Оксидный слой формируется следующим методом: алюминиевая фольга помещается в раствор находящегося под электрическим напряжением электролита и протягивается через него. Катодный слой протравливается, чтобы улучшить электрический контакт с жидким электролитом. Жидкий электролит обычно служит отрицательным выводом конденсатора.

Сэндвич сворачивается в рулон, который затем погружается в электролит, состоящий из растворителя и солей. Растворителем обычно служат этиленгликоль, диметилформальдегид или гаммабутиролацетон, а в качестве соли используются борат аммония или другие соли аммония. Тип применяемого растворителя определяет температурные характеристики конденсатора. После того как рулон впитает в себя жидкий электролит, он помещается в алюминиевую банку. Небольшие конденсаторы производятся с резиновой пробкой внизу банки, чтобы закупорить электролит и обеспечить защитный отвод. Большие конденсаторы имеют фенопластовый или нейлоновый колпачок с уплотнительным кольцом для герметизации. Пластиковый уплотнитель обычно имеет защитный дренаж¹⁾. Защитный дренаж может быть также создан рифлением алюминиевой банки, чтобы в банке образовывались трещины по линиям насечки. Электрические контакты выводятся через нижний уплотнитель конденсатора. Присутствие в электролите небольшого количества воды позволяет конденсатору самовосстанавливаться после электрического пробоя. При пробое внутри конденсатора протекает большой ток, который разлагает воду на водород и кислород. Кислород реагирует с алюминием, заново создавая оксидный слой и восстанавливая конденсатор, а водород выходит в атмосферу через защитный дренаж.

Главной причиной выхода из строя алюминиевого электролитического конденсатора является его перегрев. Когда температура конденсатора достигает точки кипения электролита, внутреннее давление возрастает и некоторое количество электролита уходит наружу через дренаж. Вследствие потери электролита увеличивается ЭПС, что становится причиной ещё большего разогрева. Эта положительная обратная связь приводит к быстрому выходу конденсатора из строя. Вследствие потери электролита в электролитических конденсаторах происходит обрыв цепи.

Диод в эквивалентной схеме фактически работает как стабилитрон. Когда напряжение превышает номинальное значение, конденсатор постепенно начинает проводить ток и напряжение остаётся относительно постоянным. Протекание тока вызывает повышение температуры, что в свою очередь приводит к выходу конденсатора из строя. Обратное напряжение пробоя эквивалентного диода составляет около 1,5 В, и если сместить конденсатор в обратном направлении на эту или большую величину, то это приведёт к выходу его из строя по причине перегрева.

¹⁾ Для отвода газов, возникающих в процессе электрохимических реакций в электролите. — *Примеч. ред.*

Диэлектрическая проницаемость оксидного слоя падает с ростом частоты, поэтому ёмкость также снижается. ЭПС конденсатора в основном зависит от свойств электролита. ЭПС снижается с ростом частоты и температуры.

Большое влияние на ЭПС и ёмкость конденсатора оказывают низкие температуры. ЭПС при температуре -40°C обычно возрастает в 100 раз. Снижение ёмкости при температуре -40°C может составлять до 40% в зависимости от характеристик конденсатора. Увеличение ЭПС в свою очередь снижает предельно допустимый ток пульсаций конденсатора.

Надёжность импульсных и входных сетевых фильтрующих конденсаторов в первую очередь зависит от их предельно допустимого тока пульсаций. Ток пульсаций, текущий в ЭПС, разогревает конденсатор. Конденсатор, работающий на пределе своих температурных возможностей, может продержаться неделю-две и выйти из строя. Важно при выборе алюминиевого электролита уметь пользоваться взятыми из справочных данных производителя графиками расчёта срока службы, чтобы быть уверенными в том, что источник питания удовлетворит требованиям надёжности. Обычно конденсатор с номинальной температурой 85°C имеет при такой температуре срок службы 2000 часов. Для того чтобы получить срок непрерывной службы несколько лет, максимальную рабочую температуру для этого конденсатора необходимо значительно снизить. Многие производители выпускают серии конденсаторов, предназначенных для работы при повышенной температуре. Обычно там, где максимальная температура составляет 80°C , используют конденсатор с номинальной температурой 105°C . Работа конденсатора при температуре на 25°C ниже номинальной повышает срок его службы в 1000 раз.

Алюминиевые электролитические конденсаторы обычно не выпускаются для поверхностного монтажа. При пайке электролит может закипеть, и образующиеся вследствие этого химически активные вещества будут разъедать корпус. Некоторые производители всё же выпускают электролитические конденсаторы для поверхностного монтажа, но с очень строгими требованиями к процессу автоматической пайки.

Индуктивность алюминиевых электролитов в первую очередь обуславливается индуктивностью выводов. Самую низкую ЭПИ (порядка 20 нГн) имеют конденсаторы с монтажом на поверхность, а самые большие значения ЭПИ — у компонентов с аксиальными¹⁾ выводами (порядка 200 нГн). ЭПИ обычно не принимается во внимание, так как преобладающее влияние на полное сопротивление конденсатора оказывает его ЭПС.

6.1.2. Твердотельные танталовые и ниобиевые конденсаторы

Главным достоинством твердотельных танталовых конденсаторов является их высокая удельная ёмкость. Они имеют значительно более низкое максимальное напряжение, чем алюминиевые электролиты. Максимальное рабочее напряжение ко-

¹⁾ То есть осевыми — когда выводы конденсатора расположены на одной оси с противоположных торцов цилиндрического корпуса. — *Примеч. ред.*

леблется в пределах 30...50 В, в зависимости от технологии производства. Ниобиевые конденсаторы изготавливаются похожим образом и имеют сходные характеристики. Главным преимуществом танталовых и ниобиевых конденсаторов с монтажом на поверхность является их способность выдерживать температуру пайки.

В твердотельных танталовых конденсаторах в качестве диэлектрика используется оксид металла, так же как и в алюминиевых электролитах. Анод танталового конденсатора сначала формируется из смеси связующего вещества и маленьких крупиц тантала. Смесь прессуется в заготовку со вставленной в неё танталовой проволокой. Затем заготовка нагревается, чтобы удалить связующее вещество и получить пористую металлическую структуру с очень большой площадью поверхности. Заготовка спекается при высокой температуре, сплавляя крупинцы тантала в пористую твердотельную структуру. Диэлектрик — пентоксид тантала — формируется погружением заготовки в раствор кислоты и пропусканием тока через заготовку и раствор при высокой температуре. Изменяя силу тока и время его протекания, можно контролировать толщину оксидного слоя и создаваемую ёмкость. В процессе использования конденсатора возможно появление тока утечки, причиной которого является наличие примесей в поверхностном слое диэлектрика. При формировании диэлектрика между металлическим танталом и пентоксидным слоем создаётся дополнительный слой оксида тантала. При этом образуется диодная структура металл-диэлектрик-полупроводник, похожая на структуру диода Шотки. Эта структура при подаче обратного напряжения смещения на конденсатор работает как настоящий физический диод. Заготовка окунается в раствор нитрата марганца, а затем сушится при температуре примерно 250°C. При этом создаётся слой диоксида марганца, который используется в качестве катода конденсатора. Механический контакт со слоем диоксида марганца создаётся следующим образом: слой диоксида марганца покрывается графитом, графит в свою очередь покрывается слоем серебра, а катодный вывод корпуса для поверхностного монтажа выполняется из посеребрённой эпоксидной смолы. Катодный вывод танталовых конденсаторов, предназначенных для монтажа в отверстия в плате, припаивается непосредственно к слою серебра.

Танталовые конденсаторы обычно выходят из строя с замыканием, возможным последствием чего является возгорание. Возгоранию способствует высвобождение кислорода из диоксида марганца. Выброс напряжения (даже в пределах рабочего напряжения) может быстро пробить диэлектрик. Конденсатор начнёт потреблять ток и вырабатывать тепло, что вызовет стремительный разогрев.

Танталовые конденсаторы имеют высокую отказоустойчивость, которая ещё и увеличивается со временем. В номинальных условиях они обладают длительным сроком службы без изнашивания, в отличие от алюминиевых электролитов. ЭПС танталовых конденсаторов снижается с ростом частоты. На низких частотах ЭПС складывается из сопротивления контактирующего материала (в первую очередь графита) и диоксида марганца. ЭПИ можно не учитывать, потому что её вклад в общее сопротивление очень мал по сравнению с ЭПС. Ёмкость и ЭПС конденсатора имеют некоторую зависимость от температуры, но она значительно меньше, чем в алюминиевых конденсаторах.

Танталовые конденсаторы обычно используются при напряжении 50% от номинального, чтобы снизить вероятность выхода из строя из-за выбросов. Алюминиевые конденсаторы в отличие от них способны выдерживать выбросы тока и напряжения выше номинального рабочего напряжения. Неудивительно, что танталовый конденсатор номиналом 35 В используется в цепи 12 В. Фирма AVX предлагает неплохую документацию (файл [surgtant.pdf](#)), в которой описано, как снизить вероятность отказа танталовых конденсаторов из-за выбросов.

Фирма AVX производит серию конденсаторов на основе оксида ниобия вместо металлического ниобия. Оксид ниобия проводит ток, но пентоксид ниобия является изолятором. Конденсатор на основе оксида ниобия обладает лучшей надёжностью и устойчивостью к возгоранию по сравнению с танталовыми или ниобиевыми конденсаторами. Металлический ниобий имеет схожие с металлическим танталом характеристики и не может рассматриваться в качестве альтернативы танталу. Тем не менее эти конденсаторы могут стать более привлекательными благодаря дешёвизне и большей доступности ниобия по сравнению с танталом.

6.1.3. Твердотельные полимерные электролитические конденсаторы

Твердотельные полимерные алюминиевые конденсаторы отличаются чрезвычайно низким ЭПС. По конструкции они похожи на алюминиевые электролиты, но имеют максимальное рабочее напряжение порядка 25 В и поэтому находят ограниченное применение по сравнению с алюминиевыми конденсаторами с жидким электролитом. Эти конденсаторы называются ещё органическими электролитическими конденсаторами. Также производятся твердотельные полимерные танталовые конденсаторы, в которых диоксид марганца заменяется полимерным электродом. Главным преимуществом твердотельных электролитических конденсаторов является то, что они в большей степени способны выдерживать высокую температуру в процессе пайки, чем конденсаторы с жидким электролитом.

Анод алюминиевого полимерного конденсатора формируется из протравленной алюминиевой фольги с оксидным покрытием, как и в алюминиевом конденсаторе с жидким электролитом. Проводящий полимер покрывает поверхность алюминиевой фольги и застывает. Затем полимер покрывается графитом и слоем серебра, подобно тому, как изготавливается катод твердотельного танталового конденсатора. ЭПС алюминиевого полимерного конденсатора достигает предельно низких значений, потому что полимер проводит электричество в 10 000 раз лучше жидкого электролита и в 1000 раз лучше диоксида марганца. Полимер в современных конденсаторах способен выдерживать высокие температуры порядка 125°C. При высокой температуре конденсатор выходит из строя из-за попавшей в него влаги, которая реагирует с алюминием, образуя гидроксид, и создаёт последовательно с полимером слой с высоким сопротивлением. Производители разработали многочисленные способы защиты конденсаторов от попадания влаги и повышения их надёжности путём специальной конфигурации слоёв фольги. Однако никто из производителей конденсаторов не предоставляет в своих описаниях подробной информации об их конструкции.

Отказоустойчивость этих конденсаторов падает с повышением температуры и влажности. Алюминиевый полимерный конденсатор выходит из строя с обрывом, как и алюминиевый электролит. Преимуществом перед твердотельными танталовыми конденсаторами является отсутствие легковоспламеняемых материалов.

Заготовка твердотельного полимерного танталового конденсатора формируется тем же способом, как если бы катод был из диоксида марганца. Вместо марганца в пористую танталовую структуру помещается жидкий полимер, который застывает и формирует катод. Соединение с катодом выполняется углеродным покрытием, а затем серебряным.

Твердотельные полимерные танталовые конденсаторы выходят из строя с замыканием, как и конденсаторы на основе марганца. Однако последствия этого не столь драматичны, так как полимер не поддерживает горение.

6.1.4. Многослойные керамические конденсаторы

Многослойные керамические конденсаторы были усовершенствованы до такой степени, что могут обладать ёмкостью в десятки микрофард при рабочих напряжениях до 16 В. Конденсаторы ёмкостью около 1 мкФ могут иметь номинальное рабочее напряжение до 50 В. Такие конденсаторы обладают очень низким ЭПС. Казалось бы, вот он, идеал. Однако существует множество паразитных эффектов, которые ограничивают их применение.

Многослойные керамические конденсаторы являются классическими конденсаторами с параллельными пластинами, присоединёнными к соответствующим выводам. Диэлектрик состоит из керамики, как правило содержащей титанат бария. На **Рис. 6.3** показано, как пластины подключаются к выводам. Низкое ЭПС обуславливается множеством включённых параллельно пластин и низким сопротивлением материала, из которого они состоят. Влияние ЭПИ в керамических конденсаторах довольно значительно, и ЭПС уже не вносит преобладающий вклад в величину полного сопротивления на высоких частотах. Индуктивность конденсатора определяется шириной и длиной пластин. Чем длиннее пластина, тем больше индуктивность. По этой причине контактные площадки на некоторых конденсаторах, предназначенных для поверхностного монтажа, выводятся на длинные стороны корпуса, а не на короткие, как обычно. При этом тип корпуса меняется с 1206 на 0612. ЭПИ для большинства корпусов под поверхностный монтаж составляет порядка 500 пГн...1 нГн. Казалось бы, такое значение очень невелико, но контур, состоящий из индуктивности 500 пГн и ёмкости 10 мкФ, имеет резонансную частоту 5 МГц.

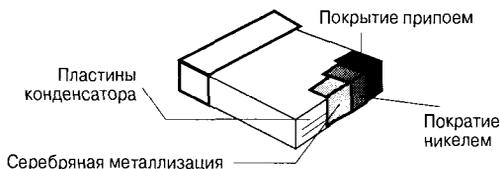


Рис. 6.3. Подключение пластин к выводам в многослойном керамическом конденсаторе

На Рис. 6.4 изображён в логарифмическом масштабе график зависимости полного сопротивления многослойного конденсатора от частоты в сравнении с танталовым конденсатором. Оба конденсатора имеют ёмкость 10 мкФ и ЭПИ около 1.4 нГн. Резонансная цепь, образуемая ёмкостью и ЭПИ керамического конденсатора, имеет высокую добротность, что отражает резкий провал кривой на частоте резонанса. Свыше резонансной частоты импеданс становится индуктивным. По графику для танталового конденсатора видно, что на частотах выше 30 кГц преобладающее влияние на полное сопротивление оказывает ЭПС. Влияние ЭПИ на высоких частотах незаметно.

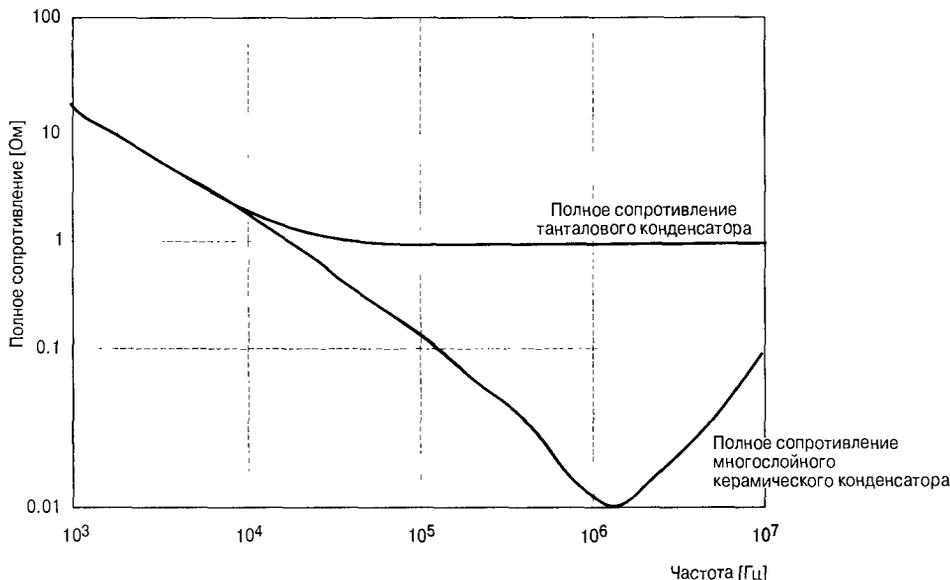


Рис. 6.4. Зависимости полного сопротивления от частоты для многослойного конденсатора и титанового танталового конденсатора

Существует пять типов широко применяемых керамических конденсаторов: С0G (раньше назывался NPO), X7R, X5R, Z5U и Y5V. В Табл. 6.1 приведены температурные характеристики диэлектриков класса I и соответствующие обозначения.

Таблица 6.1. Кодировка температурных параметров для диэлектриков класса I

Температурный коэффициент		Множитель температурного коэффициента		Допустимое отклонение температурного коэффициента	
% на °C	Буква	Множитель	Цифра	% на °C	Буква
0.00	С	-1	0	±3	G
0.03	B	-10	1	±6	H
0.09	A	-100	2	±12	J
0.10	M	-1000	3	±25	K
0.15	P	-10000	4	±50	L

В Табл. 6.2 приведены температурные характеристики диэлектриков классов II и III и соответствующие обозначения. Обратите внимание, что для обозначения диэлектриков как класса I, так и классов II, III используются две буквы и цифра, но значения у них разные.

Таблица 6.2. Кодировка температурных параметров для диэлектриков классов II, III

Нижняя граница номинального диапазона температур		Верхняя граница номинального диапазона температур		Температурный коэффициент ёмкости	
Температура	Буква	Температура	Цифра	Проценты	Буква
-55°C	X	+45°C	2	±10	P
-30°C	Y	+65°C	4	±15	R
+10°C	Z	+85°C	5	+22/-33	U
		+125°C	7	+22/-82	V

Конденсаторы C0G менее всего подвержены влиянию окружающей среды. Температурный коэффициент равен нулю, приложенное напряжение не влияет на ёмкость, а диэлектрик не является пьезоэлектриком. Диэлектрическая проницаемость у керамических конденсаторов класса I относительно низкая. Ёмкость конденсаторов C0G обычно не превышает 1 нФ.

Диэлектрики классов II и III имеют значительно более высокую диэлектрическую проницаемость и, следовательно, ёмкость. Конденсаторы Y5V могут обладать ёмкостью в десятки микрофард при низких номинальных напряжениях. Но диэлектрики классов II и III имеют множество недостатков. Температурный коэффициент довольно велик. На Рис. 6.5 изображена кривая, отображающая ти-

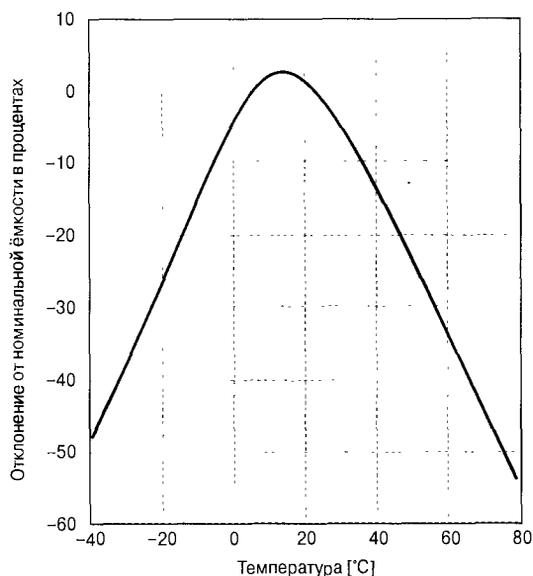


Рис. 6.5. График зависимости ёмкости от температуры для конденсаторов Z5U и X7R

пичное для конденсаторов Z5U и X7R изменение ёмкости в зависимости от температуры. Ёмкость снижается по мере приближения к обеим границам температурного диапазона. Ёмкость керамических конденсаторов подвержена также значительному влиянию приложенного постоянного напряжения. У конденсаторов Z5U она может снижаться на 80%. Ёмкость конденсаторов X7R не так сильно зависит от напряжения. С повышением переменного напряжения ёмкость возрастает. При проектировании важно использовать справочные данные на конденсаторы, с тем чтобы рассчитать, как изменения температуры и приложенного напряжения скажутся на проектируемой схеме. Керамические конденсаторы подвержены старению, если они не используются в течение значительного периода времени. Ёмкость этих конденсаторов постепенно снижается. При нагреве, например при пайке, ёмкость вновь возрастает. Эффект «старения» сказывается на конденсаторах X7R в меньшей степени, чем на Z5U.

Диэлектрики классов II и III являются пьезоэлектриками, поэтому механическое воздействие на них производит напряжение, то есть они подвержены микрофонному эффекту. На работе большинства источников питания этот эффект не сказывается. Ещё одним следствием пьезоэлектрического эффекта является то, что конденсатор вибрирует при приложении к нему переменного напряжения. В источниках питания с этим не возникает проблем, за исключением случаев, когда рабочая частота находится в звуковом диапазоне. Влияние пьезоэффекта на керамику класса II меньше, чем на керамику класса III.

Керамические конденсаторы обладают хорошим предельно допустимым током пульсаций для заданного объёма. Они рассеивают меньшую мощность по сравнению с полярными конденсаторами благодаря низкому ЭПС.

6.1.5. Плёночные конденсаторы

Плёночные конденсаторы применяются в цепях высокого переменного тока, например в качестве разделительных конденсаторов в мостовых схемах. Иногда они также могут заменить алюминиевые электролиты. Фирма CDE производит «линейку» плёночных конденсаторов, которые могут заменить алюминиевые электролитические конденсаторы во входном фильтре источника питания, имея при этом более высокий номинальный ток пульсаций, более долгий срок службы при высокой температуре и более низкое ЭПС. Все эти параметры достигаются примерно в тех же габаритах.

Плёночные конденсаторы выпускаются во множестве разновидностей. Плёнка может быть из майлара (Mylar), полипропилена, поликарбоната, полиэтилен-нафталата (PEN) или полифениленсульфида (PPS). Пластины могут быть либо из фольги, либо из металлизированного покрытия на плёнке. В конструкции из фольги значение ёмкости ограничивается, поскольку толщина фольги равна толщине плёнки. В конденсаторах с металлизацией можно получить более высокую ёмкость в том же объёме, потому что металлизация лишь незначительно увеличивает толщину плёнки. Конденсаторы с металлизацией способны самовосстанавливаться, как это было описано в главе 3, а конденсаторы из фольги — нет. Компоненты для монтажа в отверстия производятся следующим образом: плёнки и

пластины сворачиваются в цилиндр; к противоположным сторонам этого цилиндра подсоединяются выводы (в силовых компонентах выводы обычно привариваются к пластинам). Компоненты для поверхностного монтажа производятся в виде «сэндвича», состоящего из множества пластин и слоёв диэлектрика, как в многослойных керамических конденсаторах. Самым большим недостатком плёночных конденсаторов для поверхностного монтажа является их ограниченная ёмкость из-за малых габаритов. Плёночные конденсаторы обладают очень низким ЭПС, но они намного больше полярных конденсаторов при одинаковой ёмкости.

Диапазон рабочих температур для майларовой плёнки простирается от -55 до 85°C (или до 125°C с пересчётом номинальной ёмкости). Рабочие температуры для полипропилена — от -55 до 85°C (или до 105°C с пересчётом номиналов). Майлар и полипропилен являются стандартными диэлектриками для конденсаторов с монтажом в отверстия. Плёнки PEN и PPS используются в компонентах, предназначенных для поверхностного монтажа, так как они выдерживают температуру пайки. Майлар и полипропилен при температуре пайки плавятся.

Плёночные конденсаторы обладают очень низким температурным коэффициентом. Они также имеют очень малые допустимые отклонения ёмкости по сравнению с полярными конденсаторами. Производятся плёночные конденсаторы с рабочим напряжением от 50 В до нескольких тысяч вольт. Минимальная толщина плёнки ограничивает наименьшее рабочее напряжение значением 50 В, поскольку производить конденсаторы с более тонкой плёнкой слишком сложно.

Плёночные конденсаторы находят применение в задающих цепях, где важную роль играет стабильность ёмкости. Они также широко применяются в импульсных источниках питания, в демпферных и ограничительных цепях, благодаря всё той же стабильности ёмкости.

6.2. Характеристики резисторов

Резисторы выпускаются в очень широком ассортименте. Как и в случае с конденсаторами, определённые типы резисторов работают лучше других, в зависимости от области применения. Рассмотрим разновидности компонентов, предназначенных для монтажа на поверхность и в отверстия.

Важно точно определить максимальный ток или напряжение на резисторе, чтобы правильно выбрать номинальную мощность. Так как мощность пропорциональна квадрату тока или квадрату напряжения, даже небольшие ошибки, занижающие реальное значение, могут привести к проблемам с рассеиванием мощности. При ошибке определения напряжения или тока на 50% реальная мощность будет больше на 125%. Металлические резисторы обладают положительным температурным коэффициентом. Углерод является полупроводником, поэтому имеет отрицательный температурный коэффициент, как у кремния и германия. Номинальной мощностью резистора обычно считается мощность, которую резистор может рассеять при температуре не более 70°C . При более высоких температурах прикладываемая мощность должна быть снижена.

Важной характеристикой резисторов, которой не уделяется должного внимания в технических учебных заведениях, является номинальное напряжение. Каждый резистор характеризуется определённым максимальным напряжением. Плёночные и углеродные композиционные резисторы обычно имеют рабочее напряжение в диапазоне 200...350 В. Это очень важно при использовании резистора на первичной стороне сетевого источника питания. Резисторы для поверхностного монтажа обычно имеют рабочее напряжение 50...150 В. В высоковольтных цепях вам понадобится разбивать сопротивление на два последовательных резистора, чтобы получить требуемое напряжение.

В главах 4 и 5 мы рассматривали контроллеры с управлением по току. Для них требуется токоизмерительный резистор очень низкого сопротивления. Токоизмерительный резистор в силовых схемах «point-of-load», например для процессоров класса Pentium, должен иметь предельно низкое сопротивление, так как выходной ток таких схем достигает 50 А. Первостепенным требованием к резистору является как можно меньшая индуктивность. В резисторе с индуктивностью 10 нГн при изменении тока на 50 А за время 500 нс производится напряжение 1.0 В.

Уровни тока в десятки ампер создают паразитные напряжения даже на очень широких дорожках платы. Поэтому следует уделять особое внимание разводке цепей измерения напряжения. Токоизмерительные резисторы выпускаются в виде четырёхвыводного двойного моста Томсона, чтобы измерение напряжения было как можно точнее. Мост Томсона имеет вторую пару выводов, которые предназначены для измерения напряжения, через них не должен течь ток. Это позволяет измерять ток, измеряя напряжение непосредственно на калиброванном сопротивлении. Двухвыводные резисторы чувствительны к разводке схемы. На результат измерения напряжения при использовании сопротивления ниже 0.005 Ом влияют даже количество припоя и размер контактной площадки.

Все резисторы обладают определённым ЭПИ. Резистор, классифицируемый как безындуктивный, производится по технологии, ограничивающей индуктивность до практически наименьшего возможного значения.

6.2.1. Углеродные композиционные резисторы

Углеродные композиционные резисторы — это, наверное, самая старая разновидность этих компонентов, появившаяся ещё на заре электроники. Эти резисторы выпускаются только в корпусах для монтажа в отверстия. Диапазон номинальных мощностей — от 0.125 Ватт до 2 ватт, допустимые отклонения — в основном $\pm 5\%$, $\pm 10\%$ или $\pm 20\%$. Сердечник отливается из углерода и связующего вещества, создающих требуемое сопротивление. Сердечник имеет чашеобразные контакты, удерживающие стержень резистора с каждой стороны. Весь сердечник заливается материалом наподобие бакелита в изолированный корпус. Корпус имеет пористую структуру, поэтому углеродные композиционные резисторы чувствительны к относительной влажности окружающей среды. Они впитывают влагу, воздействие которой со временем может изменить сопротивление резистора. Главное преимущество углеродных композитов — практически полное отсутствие индуктивности. Эти резисторы также выдерживают кратковременные им-

пульсы тока, превышающие номинальную мощность. Длительное воздействие тепла и чрезмерное рассеивание мощности производят химические изменения в стержне, вследствие чего необратимо возрастает сопротивление.

Углеродные композиционные резисторы производят значительный электрический шум, который усиливается с ростом температуры. К тому же, чем выше сопротивление, тем больше шум. Этот шум похож на дробовый шум в полупроводниках. Углеродные композиционные резисторы выпускаются всего лишь несколькими производителями из-за проблем, связанных с впитыванием влаги, шумом и большими допустимыми отклонениями. Они в основном применяются в *RC*-демпферах импульсных источников питания и в фильтрах электромагнитных помех первичных источников питания.

6.2.2. Плёночные резисторы

Плёночные резисторы производятся методом нанесения на подложку плёнки из резистивного материала соответствующей толщины. Обычно сопротивление каждого резистора подстраивается до требуемого значения путём лазерной обработки. В случае резисторов, предназначенных для монтажа в отверстия, выполняется спиральная насечка на плёнке, помещённой на керамическую или стеклянную подложку. При этом получается своего рода дроссель, имеющий значительную ЭПИ. Существуют плёночные резисторы, классифицируемые как безындуктивные, они производятся по технологии, минимизирующей индуктивность. Ещё одним следствием нанесения спиральной насечки является увеличение паразитной ёмкости резистора. Резисторы для поверхностного монтажа изготавливаются в виде сплошной полоски резистивного материала, по краям которой расположены выводы. Одним из методов подстройки сопротивления этих резисторов является нанесение лазером насечек на полоску, чтобы уменьшить эффективную ширину и увеличить эффективную длину. Получается эквивалент печатного дросселя. Индуктивность таких резисторов гораздо ниже, чем при спиральном методе подстройки.

Важно прочитать справочные данные по технологии изготовления выбранного резистора, чтобы удостовериться, подходит ли для вашей схемы его шумовая характеристика. Шумы в первую очередь влияют на цепь делителя напряжения управляющей ИС. Различные плёночные технологии имеют разные зависимости шума от температуры, а также обладают различной способностью выдерживать кратковременное превышение мощности. Выбирая резистор, который будет работать на пределе своей мощности, важно установить из справочных данных его импульсные и перегрузочные характеристики. Плёночные резисторы производятся с различными допустимыми отклонениями от номинала, по вполне приемлемой цене предлагаются резисторы с допуском 1% и лучше. Главным преимуществом плёночных резисторов с допуском 1 или 0.1% является более точный ряд номиналов. Справедливо полагать, что вы будете строить схему, например делитель выходного напряжения, используя стандартные номинальные сопротивления, а не применять подстроечный резистор и в лабораторных условиях выставлять выходное напряжение.

Мощные плёночные резисторы производятся в нескольких разновидностях. Способы монтажа в точности повторяют способы, используемые при монтаже полупроводниковых компонентов. Например, корпуса ТО-220, DРак и фланцевое крепление напоминают корпуса высокочастотных мощных транзисторов. Резисторы в таких корпусах могут рассеивать десятки ватт и проводить десятки ампер.

Существуют плёночные резисторы с очень низкими сопротивлениями для измерения тока. Обычно они имеют номинальную мощность 1 или 2 ватта и выпускаются как в корпусе для монтажа в отверстия, так и в варианте для поверхностного монтажа.

6.2.3. Проволочные резисторы

Проволочные резисторы выпускаются во множестве разновидностей. Самые мощные резисторы обычно наматываются, что даёт большую индуктивность. Такие резисторы наматываются высокоомной проволокой на керамической трубке и помещаются в керамическую или фарфоровую изоляцию. Из-за своей высокой ЭПИ они применяются только на первичной стороне сетевых источников питания.

Токоизмерительные резисторы производятся в виде маленьких металлических полосок для поверхностного монтажа. На **Рис. 6.6** изображён вариант исполнения токоизмерительных резисторов в диапазоне сопротивлений 0.010...0.0005 Ом. Такая конструкция имеет очень низкую величину ЭПИ и превосходные температурные характеристики. Чтобы значение сопротивления соответствовало заданному, область, обозначенная буквой Т, должна контактировать с площадками печатной платы.

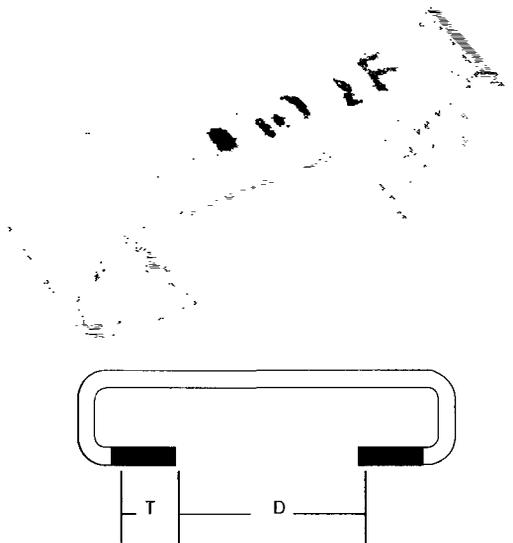


Рис. 6.6. Конструкция токоизмерительных резисторов в диапазоне сопротивлений 0.0005...0.01 Ом

ВЫБОР ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ КОМПОНЕНТОВ

- Характеристики диодов
- Плоскостные диоды
- Диоды Шотки
- Пассивация
- Биполярные транзисторы
- Мощные МОП-транзисторы (MOSFET)
- Управление затвором
- Область устойчивой работы и лавинные характеристики
- Синхронное выпрямление
- Измерительные полевые транзисторы
- Варианты корпусов
- Биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT)

Диоды производятся с использованием разнообразных технологий и материалов. Далее мы рассмотрим сильные и слабые стороны различных технологий диодов, обращая внимание на их применение в импульсных источниках питания.

7.1. Характеристики диодов

Нас всегда учили, что диод начинает проводить при прямом смещении его *p-n*-перехода (с падением напряжения около 0.7 В) и перестаёт проводить, как только напряжение на диоде падает ниже этого значения. Однако это утверждение верно лишь для схем с низким быстродействием и теряет актуальность, когда речь идёт о быстрых временах нарастания и спада импульсов и высоких частотах в импульсных источниках питания.

7.1.1. Плоскостные диоды

Плоскостные диоды состоят из области *p*-материала (в котором носителями электрического тока являются дырки) у одного вывода и области *n*-материала (ток переносится электронами) у другого вывода. Зона, расположенная между двумя легированными областями, называется обеднённым слоем, в котором очень мало свободных дырок и электронов. Обеднённый слой можно рассматри-

вать как полупроводник с собственной проводимостью. Когда p - n -переход смещается в прямом направлении, дырки и электроны инжектируются в обеднённый слой, где они рекомбинируют, что вызывает протекание тока. При прямом смещении толщина обеднённого слоя существенно уменьшается. Когда p - n -переход смещается в обратном направлении, прикладываемое напряжение «оттягивает» дырки с одной стороны и электроны — с другой стороны перехода. При этом толщина обеднённого слоя увеличивается. Обеднённый слой выступает в качестве диэлектрика, а p - и n -области — в качестве обкладок конденсатора. p - n -переход обладает ёмкостью при прямом и при обратном смещении. Ёмкость уменьшается с увеличением обратного смещения.

Существует некоторое конечное время, требуемое для инжекции достаточного заряда в обеднённый слой, чтобы ток мог течь через диод при его отпирании. Оно называется временем установления прямого напряжения и представляет собой очень короткий интервал времени, в течение которого прямое напряжение на диоде превышает величину нормального прямого напряжения на диоде в открытом состоянии. Это превышение не слишком значительно, а время установления прямого напряжения не является критическим параметром при выборе диода. Оно тем меньше, чем меньше время обратного восстановления. Как правило, в справочных данных значение времени установления прямого напряжения не указывается.

Дырки являются неосновными носителями заряда и движутся очень медленно по сравнению с электронами. Как только дырки пересекают обеднённый слой, они рекомбинируют с электронами. Когда прикладываемое к диоду напряжение снижается до нуля и становится отрицательным, инжекция дырок и электронов прекращается. Однако существует конечное время, необходимое для рекомбинации всех дырок с электронами в обеднённом слое. Этот интервал времени, требуемый для полного прекращения тока, называется временем обратного восстановления. Таким образом, рекомбинация дырок и электронов порождает обратный ток в течение некоторого времени после того, как прикладываемое напряжение снизилось до нуля.

Время обратного восстановления — первый критерий выбора диода. Оно, как и время установления прямого напряжения, должно быть гораздо меньше длительности рабочего цикла при самом малом коэффициенте заполнения, чтобы диод работал преимущественно в режиме проводимости. Плоскостные диоды подразделяются на диоды со стандартным восстановлением, быстрым восстановлением и ультрабыстрым восстановлением.

Диоды со стандартным восстановлением подходят только для устройств промышленной частоты¹⁾, так как время их обратного восстановления составляет обычно 1...10 мкс. Во многих справочных данных по диодам со стандартным восстановлением время обратного восстановления даже не указывается. Диоды с быстрым восстановлением обычно имеют время обратного восстановления в диапазоне 100...250 нс, а диоды с ультрабыстрым восстановлением — в диапазоне 25...50 нс.

¹⁾ В России это 50 Гц. — *Примеч. ред.*

Силовые диоды большой мощности производятся на основе не классического диффузионного p - n -перехода, а так называемой p - i - n -структуры. Между p - и n -слоями расположен дополнительный слой кремния, обладающего собственной проводимостью, что повышает максимально допустимое обратное напряжение диода. Рабочее напряжение p - i - n -диода может превышать 1000 В. Слой кремния с «собственной» проводимостью на самом деле является слаболегированным n -материалом. Чем толще этот слой, тем выше обратное напряжение, но при этом также повышается и прямое падение напряжения на диоде, поскольку удельное сопротивление кремния довольно велико. Слой с собственной проводимостью может легироваться золотом для повышения скорости рекомбинации неосновных носителей заряда, тем самым уменьшается время обратного восстановления. Однако приходится искать компромисс между снижением времени обратного восстановления и величиной падения напряжения на смещённом в прямом направлении p - i - n -диоде (обычно оно составляет около 0,8 В). P - i - n -диоды имеют приемлемый обратный ток утечки, на который не очень сильно влияет повышение температуры. Большинство ультрабыстрых p - i - n -диодов представляют собой эпитаксиальные диоды с быстрым восстановлением (FRED). Процесс их производства похож на эпитаксиальную технологию производства биполярных транзисторов. На Рис. 7.1 изображён диод FRED в разрезе. Данная технология позволяет значительно снизить время и ток обратного восстановления. Хорошие подробные описания диодов, производимых по технологии FRED, можно найти на сайтах фирм Philips и International Rectifier.

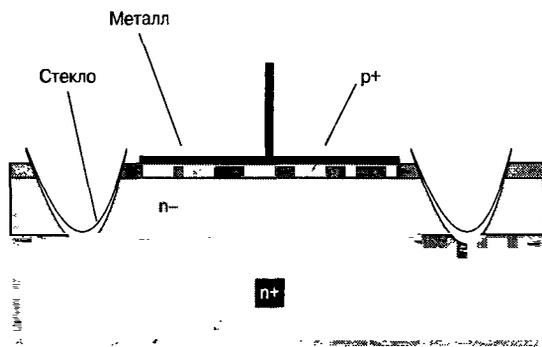


Рис. 7.1. Поперечное сечение эпитаксиального диода с быстрым восстановлением (FRED)

Ток обратного восстановления «ответствен» за ряд нежелательных эффектов, возникающих при работе импульсных источников питания. Большая величина этого тока может стать проблемой при выборе ключа, так как этот большой обратный ток будет суммироваться с током заряда дросселя. Форма тока обратного

восстановления является причиной дополнительных радиочастотных помех, производимых источником питания. Формы сигналов при обратном восстановлении показаны на **Рис. 7.2**.

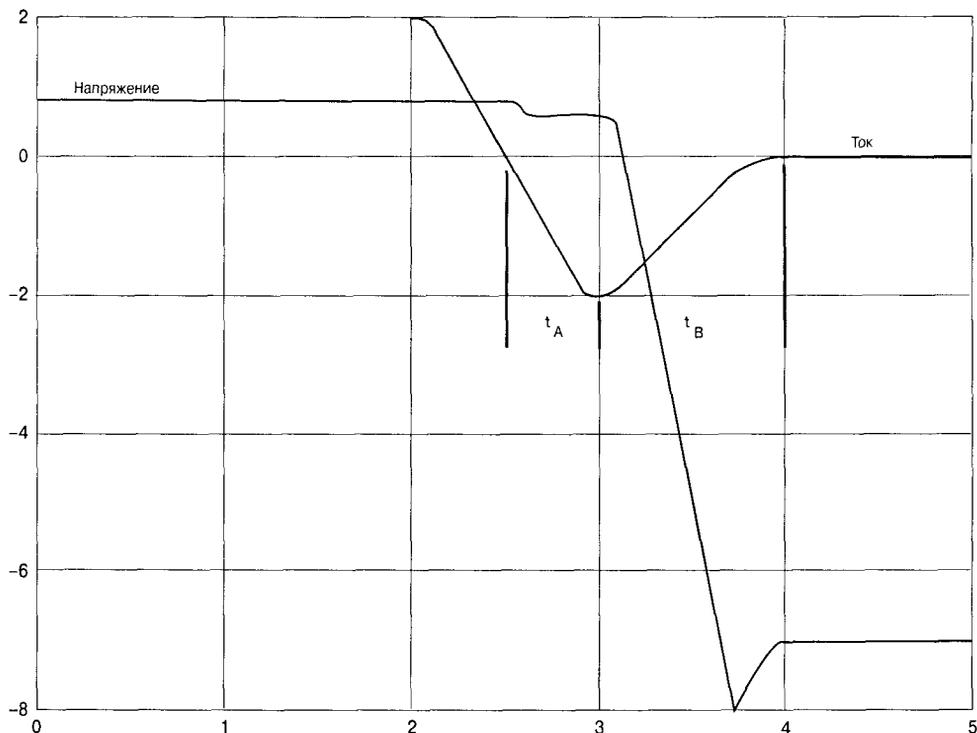


Рис. 7.2. Формы сигналов при обратном восстановлении

Ток через диод в рассматриваемом примере постоянен, пока диод смещён в прямом направлении. Когда ключ открывается, ток через диод начинает уменьшаться, но прямое падение напряжения остаётся прежним, потому что диод всё ещё находится в проводящем состоянии. Ток постепенно становится отрицательным вследствие того, что с электронами начинают рекомбинировать избыточные неосновные носители заряда. Напряжение всё ещё положительно, но уже ниже прямого напряжения. Это время по стандарту EIA обозначается как t_A . По мере того как приложенное напряжение блокируется растущим сопротивлением обеднённой области, отрицательный ток восстановления уменьшается до нуля в течение времени t_B . Если время t_B очень мало (так называемое «резкое восстановление»), то возникают большие радиочастотные помехи. Диоды FRED отличаются пониженным током обратного восстановления (за счёт ограничения количества неосновных носителей заряда) и плавностью характеристики восстановления. По стандарту EIA коэффициент плавности определяется как t_B/t_A . При значении коэффициента более 1 восстановление считается плавным, а при значении менее

1 — резким. **Рис. 7.3** иллюстрирует проблему, связанную с использованием этого коэффициента плавности. Каждый из сигналов имеет один и тот же коэффициент плавности, но максимальная крутизна левого сигнала меньше, и он будет иметь меньшее число гармоник, чем остальные. Если проектируемая схема чувствительна к высокочастотным помехам, следует выбирать современные диоды FRED с хорошим коэффициентом плавности. Производители диодов FRED в условиях жёсткой конкуренции постоянно работают над снижением тока обратного восстановления и обеспечением как можно более плавного восстановления. Диоды с технологией FRED имеют ряд преимуществ перед стандартными диодами с ультрабыстрым восстановлением (производимых обычно с использованием двойного диффузионного процесса):

1. Время обратного восстановления значительно ниже, чем у стандартных диодов, благодаря меньшему количеству накапливаемого заряда в обеднённом слое или в слое с собственной проводимостью.
2. FRED обладают значительно более плавным восстановлением, чем стандартные диоды. Коэффициент плавности в 2...10 раз выше, чем у стандартных диодов.
3. Время обратного восстановления меньше зависит от температуры, чем у стандартных диодов.
4. Прямое напряжение V_F обычно ниже, чем у стандартных диодов, так как эпитаксиальная технология позволяет лучше управлять легированием n - и p -слоёв.

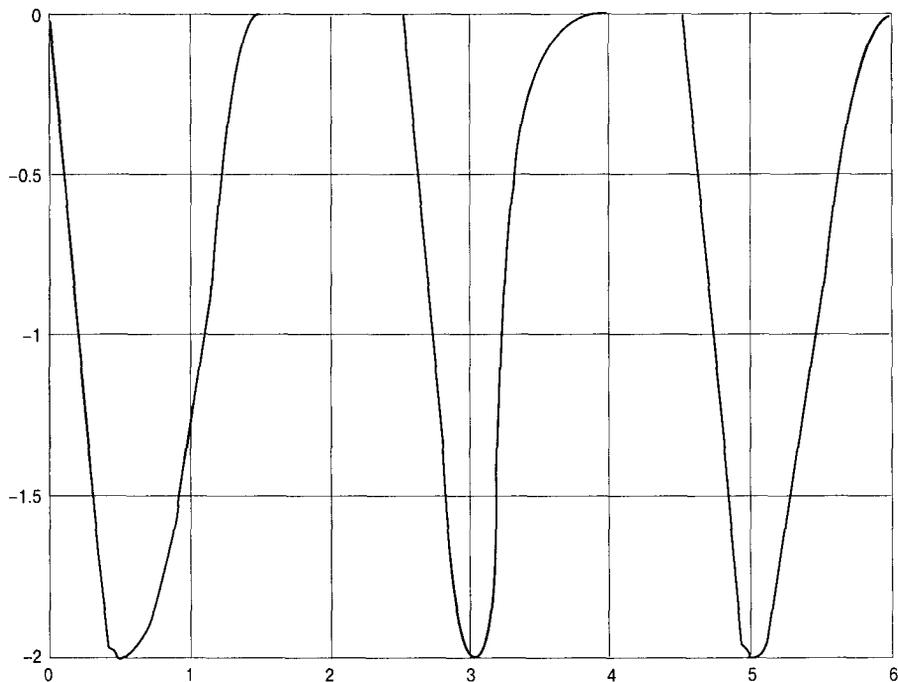


Рис. 7.3. Три сигнала с одинаковыми коэффициентами плавности, но с разной крутизной

Технология диодов FRED предполагает, что накопление ими заряда должно быть минимальным (как правило, не более 100 нКл). Однако даже столь малая величина заряда инициирует протекание большого, многоамперного тока, если время протекания составляет всего лишь 20 нс. Вполне можно ожидать значений обратного тока 2...8 А.

В главе 5 мы рассматривали *RC*-демпферы, снижающие влияние эффекта обратного восстановления в выпрямителях. Резкое восстановление диода возбуждает контур, состоящий из ёмкости перехода и паразитных индуктивностей схемы. Применение диодов с плавным восстановлением может исключить потребность в демпферах, так как в этом случае энергия сигнала будет недостаточной для возбуждения резонансного контура.

Эффект обратного восстановления в диодах сетевого выпрямителя может вносить существенный вклад в величину радиочастотных помех. Обратное восстановление в стандартных *p-n*- или *p-i-n*-диодах происходит за десятки микросекунд и задействует тысячи нанокулон заряда. Применяя вместо диодов со стандартным восстановлением диоды с ультрабыстрым плавным восстановлением, можно снизить энергию, которая должна быть отфильтрована входным фильтром электромагнитных помех. Эффект обратного восстановления стандартных диодов является причиной появления в источниках питания гармоник промышленной частоты вплоть до 10 МГц и выше.

7.1.2. Диоды Шотки

Эффект Шотки возникает при контакте металла с полупроводниковым материалом. В самых старых диодах (точечных) использовалось металлическое остриё. В металле при его соприкосновении с полупроводником образуется область пространственного заряда, что позволяет току течь в одном направлении, но не пропускает его в другом. Диоды Шотки являются развитием этой технологии. Современные диоды Шотки имеют структуру, изображённую на **Рис. 7.4**.

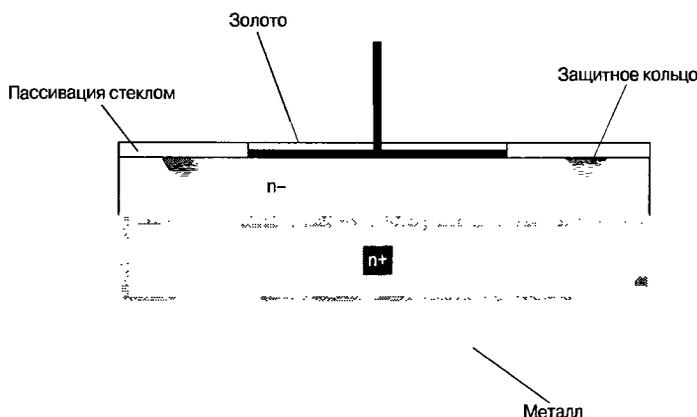


Рис. 7.4. Структура современного диода Шотки

Выпрямительный переход создаётся слоем металла (обычно золота, платины, алюминия или палладия), нанесённого на поверхность слаболегированного полупроводника. Применяемый металл и уровень легирования влияют на характеристики выпрямления. Свойство выпрямления возникает вследствие разности энергетических уровней материалов. Тыльная сторона полупроводника легируется сильнее, а контакт с обратной стороны называется омическим, так как энергетические уровни материалов очень близки, и область контакта по своим свойствам напоминает резистор. Ток течёт через диод Шотки вследствие того, что под воздействием прямого напряжения смещения p - n -перехода электроны в металле преодолевают потенциальный барьер. Поэтому диоды Шотки называются также диодами с «горячими» носителями заряда.

Ток в полупроводниковом материале представляет собой поток электронов. Электроны — основные носители заряда, и скорость протекания тока выше, чем в p -материале плоскостного диода. Поэтому диоды Шотки — самые быстродействующие из всех диодов. Поскольку в области перехода отсутствуют неосновные носители заряда, диод запирается сразу же, как только прикладываемое напряжение снижается до нуля. Однако процесс заряда ёмкости перехода вызывает протекание обратного тока. Эта ёмкость весьма мала, поэтому и обратный ток имеет чрезвычайно низкую величину. Диоды Шотки характеризуются практически нулевым временем прямого и обратного восстановления, потому что их проводимость не зависит от неосновных носителей заряда.

Прямое падение напряжения у кремниевого диода Шотки очень мало, обычно порядка 0.2...0.45 В. Падение напряжения пропорционально максимальному обратному напряжению. Например, падение напряжения на диоде с обратным напряжением 10 В может составлять всего лишь 0.3 В. Чем выше максимальное обратное напряжение и номинальный ток, тем больше прямое падение напряжения вследствие увеличения толщины n -слоя. Диод с повышенной предельно допустимой температурой имеет большее прямое падение напряжения, которое уменьшается с понижением температуры перехода. Этот отрицательный температурный коэффициент по току¹⁾ позволяет снизить рассеивание мощности, но усложняет параллельное включение диодов.

Главный недостаток диодов Шотки — большой обратный ток утечки. Он имеет экспоненциальную зависимость от температуры и возрастает при повышении температуры и обратного напряжения. Максимальный ток утечки определяется технологией производства диодов. Чем выше декларируемые номинальное обратное напряжение диода и максимальная температура перехода, тем меньше утечка.

Производители диодов Шотки постоянно повышают максимально допустимое обратное напряжение этих приборов. Десять лет назад диоды Шотки можно было использовать только в преобразователях с выходным напряжением 5 или 12 В. В настоящее время их производят по арсенид-галлиевой и карбид-кремниевой технологиям с более высоким номинальным напряжением. Максимальное обратное

¹⁾ При неизменном прямом падении напряжения на диоде ток через него уменьшается с ростом температуры вследствие снижения подвижности основных носителей и вызванного этим увеличения сопротивления перехода. — *Примеч. ред.*

напряжение кремниевых диодов Шотки — порядка 150 В, что делает их пригодными для универсальных первичных источников питания с напряжением 48 В в телекоммуникационных системах. Пиковое обратное напряжение арсенид-галлиевых диодов достигает 300 В, что позволяет использовать их при выходном напряжении 100 В. Прямое падение напряжения для арсенид-галлиевых диодов Шотки составляет обычно 0,8 В. Как правило, с этим не возникает проблем, так как ток в высоковольтных источниках питания обычно намного меньше, чем в низковольтных.

До недавнего времени в повышающих преобразователях применялись только высоковольтные ультрабыстрые или FRED-диоды. Значительное время прямого и обратного восстановления этих диодов ограничивало их применение частотами 100...300 кГц. Максимальное обратное напряжение карбид-кремниевых диодов Шотки, производимых фирмами Advanced Power Technologies, Infineon и Cree, достигает 1200 В. Производители предполагают, что следующие поколения карбид-кремниевых диодов будут выдерживать напряжения до 2000 В. Типовое прямое падение напряжения у карбид-кремниевых диодов составляет: 1,5 В — для 600-вольтовых диодов и 3,0 В — для 1200-вольтовых диодов, поэтому рассеивание мощности на них выше, чем на диодах FRED, при одном и том же уровне тока. Значительная доля потерь FRED является следствием эффекта обратного восстановления, тогда как в карбид-кремниевых диодах Шотки на первом месте стоят потери из-за снижения проводимости при высоких температурах. Тем не менее карбид-кремниевые диоды способны выдерживать значительно более высокие температуры, чем кремниевые диоды, при одном и том же размере кристалла. Прямое напряжение имеет положительный температурный коэффициент, поэтому можно запараллеливать карбид-кремниевые диоды с целью повышения предельно допустимого тока. Ещё одно преимущество карбид-кремниевых диодов заключается в том, что обратный ток утечки имеет гораздо меньшую зависимость от температуры, чем у кремниевых или арсенид-галлиевых диодов.

Поскольку в диодах Шотки практически отсутствует эффект прямого или обратного восстановления¹⁾, применение карбид-кремниевых диодов позволяет цепям коррекции коэффициента мощности работать на частотах свыше 500 кГц. Это позволяет намного уменьшить габариты дросселей и повысить производительность. Упрощается также фильтрация электромагнитных помех, так как компоненты фильтра могут быть гораздо меньше при одинаковой степени ослабления помех.

7.1.3. Пассивация

Полупроводниковые компоненты, предназначенные для работы с высоким напряжением, необходимо пассивировать. Напряжённость электрического поля на краях кристалла может быть очень большой, что приводит к нежелательному обратному току утечки. Вокруг высоковольтной активной области полупроводника производится пассивация, чтобы электрически изолировать края. На **Рис. 7.5** изображена пассивация диода FRED, диода Шотки и биполярного транзистора.

¹⁾ Как уже упоминалось выше, это происходит по причине отсутствия неосновных носителей в области перехода. — *Примеч. ред.*

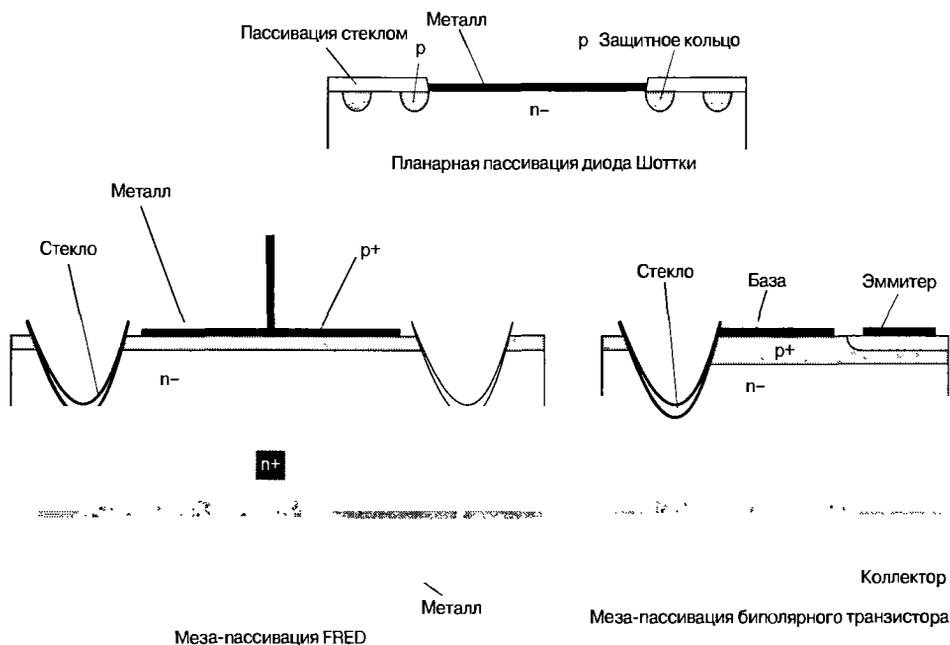


Рис. 7.5. Пассивация диода FRED, диода Шоттки и биполярного транзистора

При планарной пассивации используется защитное кольцо, а также покрытие поверхности кристалла стеклом. При меза-пассивации формируется канавка, чтобы повысить предельно допустимое напряжение на поверхности кристалла. Различные производители полупроводников применяют разные технологии.

7.2. Биполярные транзисторы

На Рис. 7.5 изображён в разрезе высоковольтный биполярный транзистор. Большая обеднённая основными носителями область между базой и коллектором похожа на обеднённую область в p - i - n -диоде. Как и в диоде, увеличение толщины этой области увеличивает предельно допустимое (пробивное) напряжение транзистора. Ценой такого увеличения напряжения пробоя будет снижение коэффициента усиления при больших токах и увеличение времени коммутации.

Транзистор с номиналом $V_{CES} = 1500$ В, применяемый в прямоходовом преобразователе, будет гораздо менее быстродействующим, чем 400-вольтовый транзистор. Время запираения — наиболее важный динамический параметр биполярного транзистора. Отпирание происходит относительно просто и является прямым результатом инжекции небольшого тока базы, которая инициирует протекание тока коллектора. Постепенно переход коллектор — эмиттер насыщается, и потенциал коллектора становится ниже потенциала базы. Из-за этого переход коллектор-база смещается в прямом направлении, что вызывает ещё большую инжекцию в область перехода неосновных носителей заряда. Процесс запи-

рания длится существенно дольше, поскольку для этого нужно «вывести» неосновные носители заряда из обоих переходов, и напоминает обратное восстановление плоскостных диодов. Обычно применяется небольшое отрицательное смещение перехода эмиттер-база, чтобы отрицательный ток ускорил выведение неосновных носителей заряда.

Неоднозначность в определении предельно допустимого напряжения коллектора для транзисторов может поначалу слегка сбить с толку. Например, для широко распространённого переключательного транзистора BJT11 приводятся следующие параметры: $V_{CEO} = 450$ В и $V_{CES} = 1000$ В. Параметр V_{CES} применяется, когда вывод базы замкнут с эмиттером или к нему приложено отрицательное напряжение. Параметр V_{CEO} соответствует разомкнутой цепи базы. Если к переходу коллектор-эмиттер транзистора приложено высокое напряжение, всегда есть небольшой ток утечки базы, который может привести к открыванию транзистора. Часть этого тока составляют дырки, создаваемые в области базы. Эти дырки выводятся из области базы, если база замыкается с эмиттером или к ней прикладывается отрицательное напряжение. Если цепь базы остаётся разомкнутой, дырки дрейфуют по направлению к эмиттеру. Величина V_{CEO} обычно в 2 раза ниже, чем V_{CES} .

Область устойчивой работы и вторичный пробой — основные моменты, на которые необходимо обращать особое внимание при проектировании схем на биполярных транзисторах. При высоком напряжении коллектор-эмиттер и большом токе коллектора напряжённость электрического поля в области коллектора может стать достаточной для того, чтобы инициировать процесс лавинного умножения тока. Лавинный пробой происходит в область базы и разогревает транзистор до очень высокой температуры, что быстро приводит к выходу его из строя. Этот эффект называется вторичным пробоем. В справочных данных по транзистору всегда указываются границы области устойчивой работы при прямом смещении (FBSOA) для разной ширины импульсов. Прямое (или обратное) смещение относится к переходу база-эмиттер. Область возможного вторичного пробоя находится в правой части диаграммы FBSOA. В справочных данных по мощным транзисторам часто приводится также графическое изображение области устойчивой работы при обратном смещении (RBSOA), когда переход эмиттер-база смещён в обратном направлении, но ток коллектора всё ещё течёт. Область RBSOA значительно уменьшается, если напряжение базы равно нулю. Если к базе прикладывается отрицательное напряжение, область RBSOA продлевается в сторону более высоких напряжений, как показано на **Рис. 7.6**. Уменьшение области RBSOA при нулевом токе базы может стать некоторой проблемой для работы переключательных схем в момент запираания транзистора, поэтому в импульсных схемах для запираания транзистора обычно используется обратное смещение базы. Для повышения устойчивости работы в областях FBSOA и RBSOA часто применяются демпферные цепи. Следует заметить, что в нашем примере учёт FBSOA транзистора ограничивает ток коллектора до значений гораздо ниже максимального тока насыщения, если приложенное напряжение превышает 20 В. Необходимо заново рассчитывать ток коллектора, и это является существенным недостатком биполярных транзисторов.

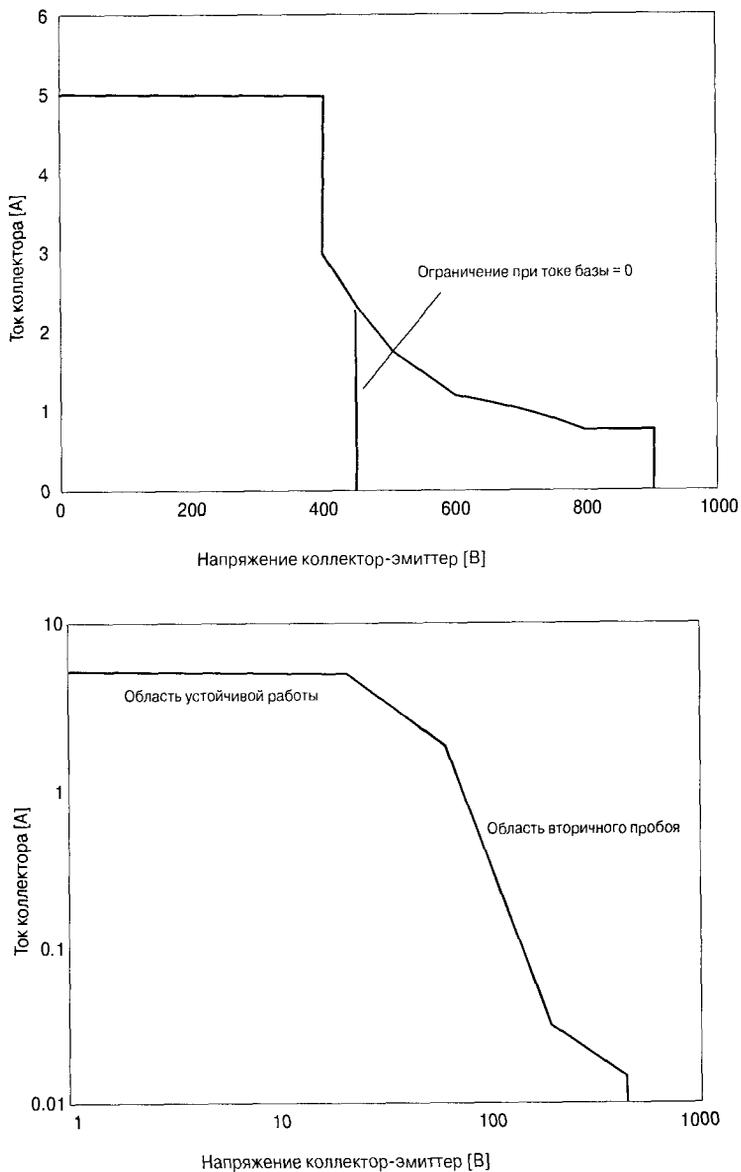


Рис. 7.6. Графики области устойчивой работы при обратном смещении (RBSOA) и при прямом смещении (FBSOA)

Для оптимального управления высоковольтным биполярным транзистором требуется нечто большее, чем просто ток прямоугольной формы. В целях минимизации потерь коммутации база должна быть перегружена. Уменьшить сопротивление коллектора можно путём инжектирования заряда из базы в слаболегированную обеднённую область коллекторного перехода. Чем быстрее этот заряд инжектируется, тем быстрее транзистор открывается и переходит в состояние насыщения. На **Рис. 7.7** показаны ток базы, ток коллектора и напряжение на коллекторе в момент быстрого отпираания транзистора. Не будь инициирующего импульса тока базы, напряжение на коллекторе по мере возрастания тока коллектора уменьшалось бы незначительно, что привело бы к значительным потерям мощности при переключении транзистора. В первом приближении, длительность отпирающего импульса должна быть равна времени накопления заряда. Это так, поскольку мы пытаемся инжектировать достаточный заряд в коллектор, чтобы перевести транзистор в состояние насыщения.

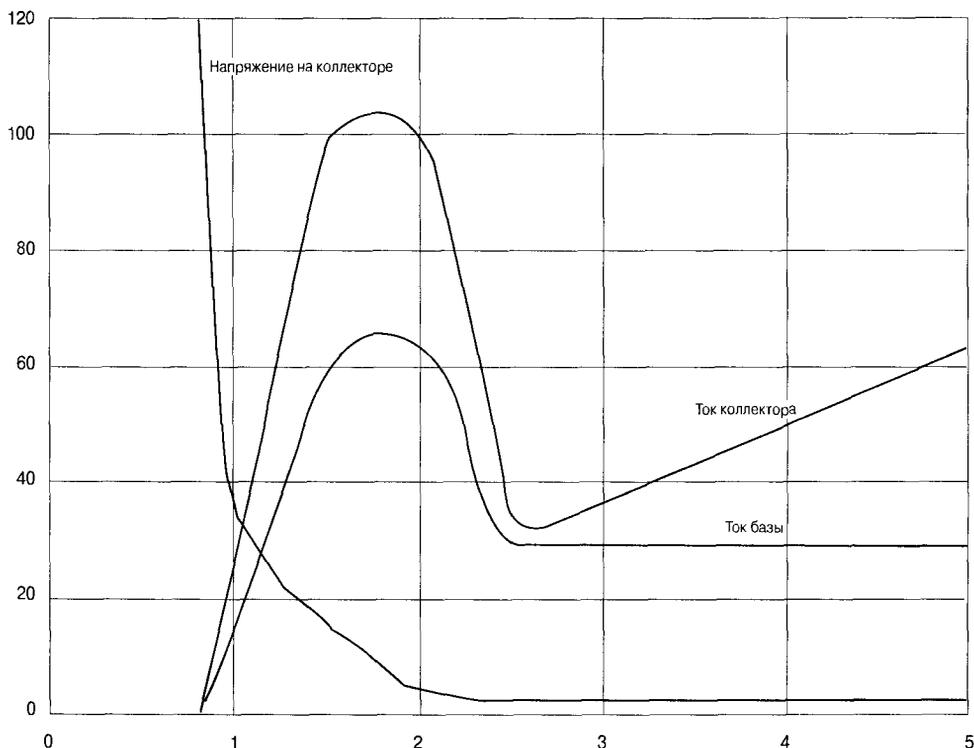


Рис. 7.7. Ток базы, ток коллектора и напряжение на коллекторе во время быстрого отпираания транзистора

Подобным же образом для минимизации потерь коммутации при запирании транзистора недостаточно просто «выключить» ток базы. Как слишком быстрое, так и слишком медленное запираение транзистора приводят к потерям мощности

при переключении. В случае слишком быстрого запираания транзистора переход коллектор–база резко закрывается, чем блокирует остаточный заряд в коллекторе. Заряд будет медленно рекомбинировать, что увеличивает время, за которое ток коллектора убывает до нуля. В случае, когда транзистор запирается слишком медленно, напряжение на коллекторе успеет вырасти до существенного значения, в то время как ток коллектора всё ещё будет ненулевым.

Можно несколько «растянуть» время рассасывания заряда коллектора, если подавать запирающее транзистор отрицательное напряжение в цепь базы через дроссель. Изменяя это напряжение и индуктивность дросселя, можно подобрать такой обратный ток базы, при котором время рассасывания накопленного в транзисторе заряда будет оптимальным. Соответствующие формы сигналов при запираании транзистора изображены на **Рис. 7.8**. Оптимальный отрицательный ток базы составляет около половины тока коллектора. Обратите внимание, что ток коллектора не начинает падать, пока обратный ток базы не достигнет пикового значения. Это происходит из-за того, что ток коллектора разделяется на ток базы и ток эмиттера. Ток коллектора начинает падать, когда перестаёт течь ток эмиттера.

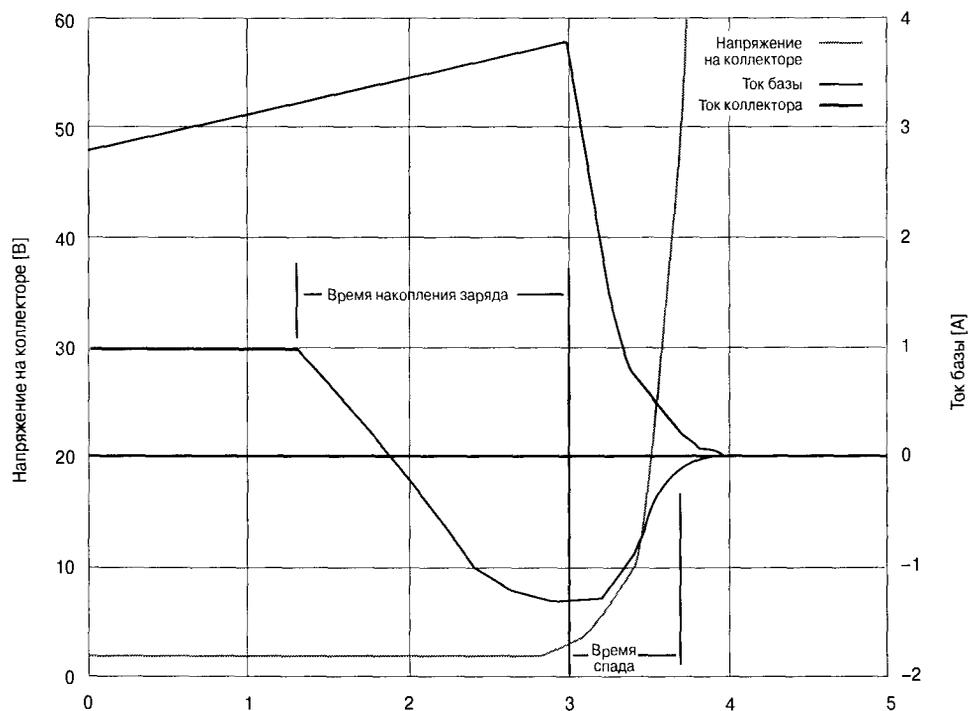


Рис. 7.8. Оптимальные формы сигналов при запираании биполярного транзистора

Эти формы сигналов очень похожи на сигналы, которые наблюдаются при плавном обратном восстановлении диодов FRED. Как и для этих диодов, рассеивание мощности при запираании биполярных транзисторов можно уменьшить с помощью демпфера, снижающего крутизну нарастания напряжения на коллекто-

ре. Ток заряда ёмкости Миллера¹⁾, возрастающий при высоком значении параметра dv/dt коллектора, препятствует току базы, который стремится запереть транзистор. Этот паразитный эффект также минимизируется демпфером.

На Рис. 7.9 изображена оптимизированная схема управления транзистором. Компоненты $T1$, $Q2$ и $Q3$ служат для согласования уровня сигнала управления, поступающего с транзисторов $Q4$ и $Q5$, которые обычно входят в состав управляющей ИС. Через трансформатор $T1$ сигнал управления, диапазон которого составляет 0...5 В, поступает на драйвер с биполярным выходом ± 5 В. Компоненты $D3$, $C2$ и $R2$ обеспечивают открывающий ток для переключательного транзистора $Q1$. Рекомендуется задавать постоянную времени цепочки $R2-C2$ равной времени накопления заряда базы при отпирании транзистора. Резистором $R2$ подбирается требуемый ток базы. Диод $D3$ исключает влияние заряда конденсатора $C2$ на процесс запирания транзистора. Дроссель $L1$ предназначен для управления временем рассасывания заряда коллектора при запирании транзистора. Его индуктивность обычно составляет порядка 1...10 мкГн. Диод $D1$ гарантирует, что ток через дроссель будет протекать только при запирании. Демпфер скорости нарастания ($C1$, $D2$, $R1$) предназначен для того, чтобы при большом токе коллектора напряжение на нём соответствовало области устойчивой работы FBSOA (20 В для транзистора BUT11).

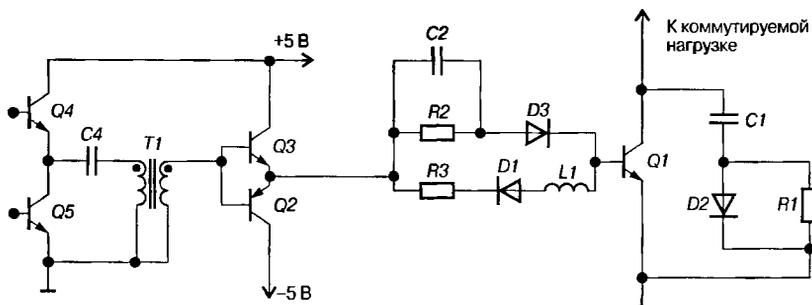


Рис. 7.9. Оптимизированная схема управления транзистором

Вследствие значительной величины времени запирания рабочая частота большинства схем источников питания с использованием биполярных транзисторов не превышает 100 кГц, но практически верхний предел составляет 50 кГц. Биполярные транзисторы могут соперничать с полевыми МОП-транзисторами только на частотах ниже 50 кГц и при напряжениях ниже 400 В. Напряжение насыщения транзистора BUT11 (самого распространённого высоковольтного транзистора) составляет менее 1 В в нормальном режиме работы, поэтому потери за счёт проводимости у него довольно низкие. Стоит этот транзистор примерно 0.50 доллара. Даже с учётом дополнительных компонентов в цепи управления общие затраты будут меньше, чем при использовании МОП-транзистора. Однако с повышением требований к рабочему напряжению или рабочей частоте биполярные

¹⁾ Эффективная входная ёмкость полупроводникового прибора, величина которой определяется эффектом Миллера, о котором уже шла речь в разделе 5.1. — *Примеч. ред.*

транзисторы теряют конкурентоспособность. Очень немногие биполярные транзисторы способны работать с напряжением выше 400 В, к тому же они не могут коммутировать высокое напряжение с высокой частотой. Существующая ныне тенденция, связанная с непрерывным повышением рабочих частот источников питания, ведёт к тому, что биполярные транзисторы вытесняются из широкого применения.

7.2.1. Мощные полевые МОП-транзисторы (MOSFET)

На **Рис. 7.10** изображён в разрезе «вертикальный» МОП-транзистор. Его конструкция похожа на конструкцию уже рассмотренных нами высоковольтных компонентов. Ток течёт через кристалл вертикально, а номинальное напряжение зависит от размера обеднённой (n -) области.

Кристалл производится по технологии, подобной технологии производства диодов FRED. Сначала на поверхности кристалла создаются эпитаксиальные слои, затем формируется оксидный слой затвора, на который имплантируется собственно затвор, состоящий из поликремниевого материала, и поверх него наносится слой оксида кремния. Напоследок область истока покрывается металлическим алюминием. На **Рис. 7.10** показаны только две ячейки МОП-транзистора. Весь транзистор состоит из тысяч отдельных ячеек исток-затвор. Форма области истока бывает разной в зависимости от технологии производителя. Фирма International Rectifier использует шестиугольную форму, а фирмы On Semiconductor и Philips — прямоугольную форму.

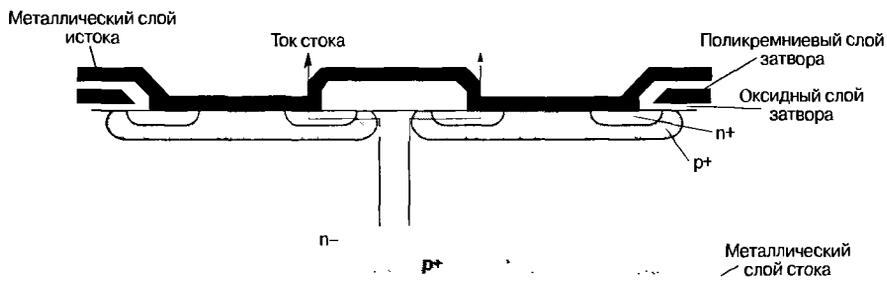


Рис. 7.10. Вертикальный МОП-транзистор в разрезе

На том же **Рис. 7.10** показано направление протекания тока в МОП-транзисторе. При возрастании напряжения на затворе дырки «выталкиваются» из области p^+ истока. По мере дальнейшего увеличения входного напряжения под оксидным слоем затвора образуется тонкий слой электронов. Ток течёт из области n^- стока по внутренней стороне оксидного слоя и через области p^+ и n^+ истока к металлическому слою. По причине такой «Г-образной» траектории протекания тока фирма Motorola (в настоящее время — On Semiconductor) назвала свои транзисторы TMOS.

На **Рис. 7.11** изображены типовые характеристики мощного МОП-транзистора. На верхнем графике показан режим работы по постоянному току. На нижнем

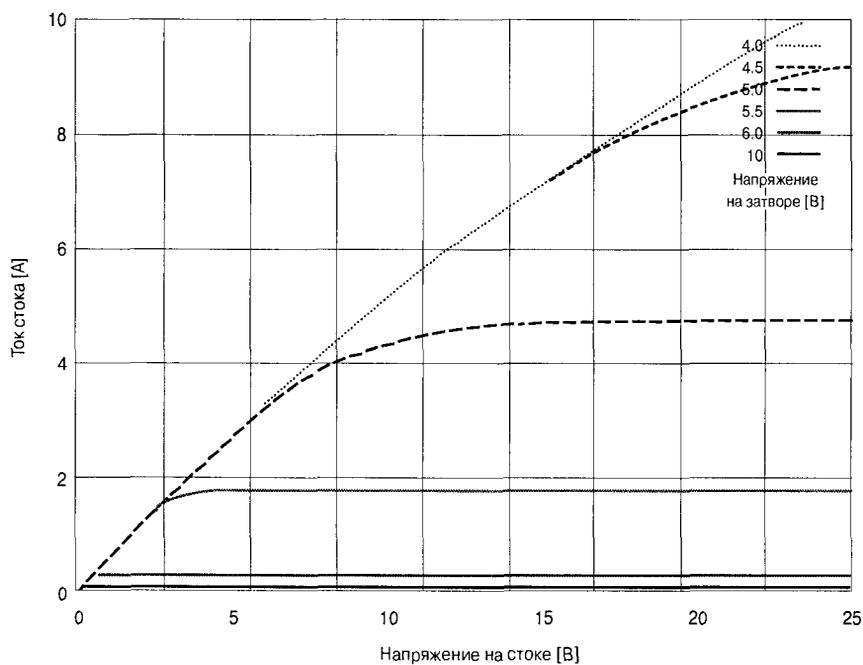
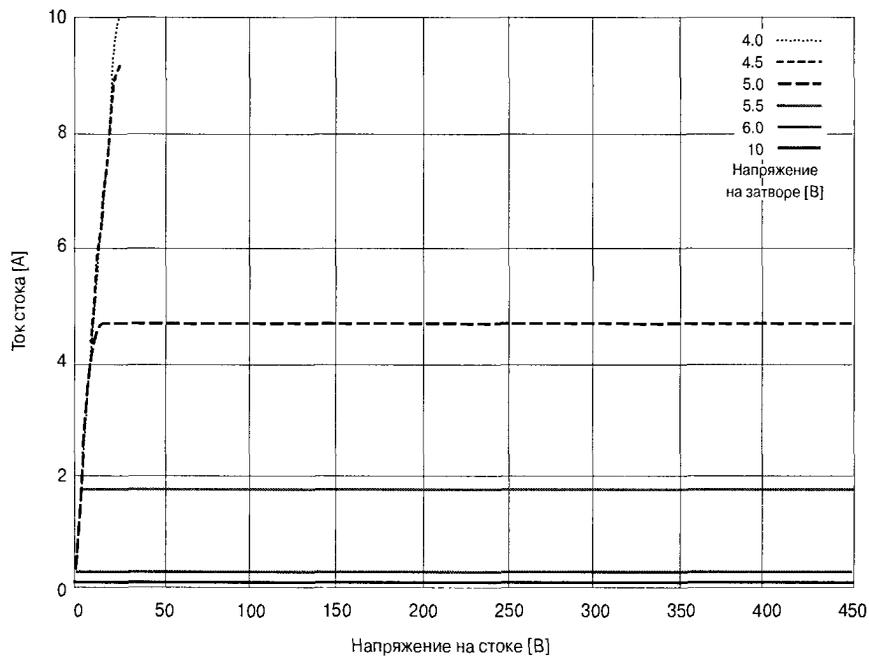


Рис. 7.11. Типовые характеристики мощного МОП-транзистора

графике показана область насыщения, где ток ограничивается сопротивлением открытого транзистора. Характеристики по постоянному току определяются количеством электронов, обогащающих канал. При изменении напряжения сток-исток ток не увеличивается. Левая (линейная) часть каждого из графиков представляет собой так называемую «омическую» область, где ток коллектора определяется сопротивлением сток-исток транзистора в открытом состоянии (r_{DSON}).

Сопротивление r_{DSON} является одной из важнейших характеристик МОП-транзистора при использовании его в качестве ключа. В большинстве случаев потери проводимости¹⁾ превышают потери коммутации²⁾. Каждая из изображённых на **Рис. 7.10** легированных областей кристалла в той или иной мере «ответственна» за сопротивление открытого транзистора. В низковольтных транзисторах, у которых толщина обеднённого слоя (n -) невелика, значительное сопротивление имеют только слой $n+$ и металлический слой. В транзисторах же с номинальным напряжением выше 100 В эпитаксиальный слой n - вносит основной вклад в величину сопротивления. Сопротивление открытого транзистора прямо пропорционально номинальному напряжению при равных прочих параметрах. В низковольтных транзисторах большое влияние оказывают также сопротивление канала и области между ячейками. Между n -областями расположена область $p+$, образующая с ними паразитный канальный полевой транзистор, который также вносит «свой вклад» в величину сопротивления. В современных МОП-транзисторах параметры области затвор-исток оптимизированы до такой степени, что сопротивление открытого низковольтного транзистора очень часто оказывается ниже 0.01 Ом.

Потенциал затвора, требующийся для того, чтобы полностью открыть МОП-транзистор, должен быть выше потенциала истока как минимум на 10 В. Для транзисторов с низким сопротивлением r_{DSON} это означает, что потенциал затвора должен быть на несколько вольт выше потенциала стока при работе в омической области. В схеме понижающего преобразователя для этого потребуются дополнительный источник, обеспечивающий повышенное напряжение для управления затвором. В качестве альтернативы в понижающем преобразователе можно использовать p -канальный транзистор. Это позволяет управлять затвором, «подтягивая» его к отрицательной шине питания ($-V_{\text{IN}}$), как показано на **Рис. 7.12**. Схема управления должна быть спроектирована таким образом, чтобы ограничить напряжение затвор-исток на безопасном для МОП-транзистора уровне. В p -канальном транзисторе эпитаксиальный слой и сток выполнены из p -материала, поэтому ток осуществляется за счёт движения неосновных носителей заряда. Это намного снижает быстродействие p -канального транзистора по сравнению с n -канальным и повышает его сопротивление в открытом состоянии. При одном и том же номинальном токе p -канальные транзисторы имеют значи-

¹⁾ Потери мощности в МОП-транзисторе вследствие конечной величины проводимости (ненулевого сопротивления) канала, что вызывает рассеивание на нём тепловой энергии, особенно при протекании больших токов. — *Примеч. ред.*

²⁾ Потери, связанные с реактивными эффектами, возникающими при включении и выключении транзистора. — *Примеч. ред.*

тельно большую площадь кристалла, чем n -канальные. Из-за этого применение p -канальных транзисторов ограничивается в первую очередь понижающими преобразователями и, как следствие, производится значительно меньшее количество их наименований.

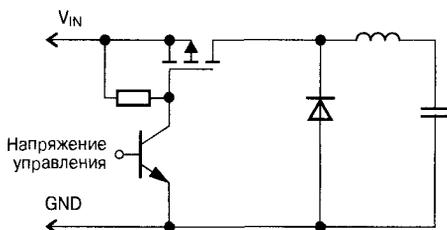


Рис. 7.12. Способ управления p -канальным МОП-транзистором с использованием «подтягивающего» резистора между затвором и отрицательной шиной питания

От толщины оксидного слоя между затвором и истоком зависят пороговое напряжение включения и напряжение пробоя затвор-исток. МОП-транзисторы со стандартным управлением имеют напряжение пробоя ± 20 В и пороговое напряжение включения около 4 В. Транзисторы с низковольтным управлением имеют напряжение пробоя ± 20 В и пороговое напряжение около 2 В. Транзисторы с управлением логическими уровнями предназначены для непосредственной работы с ТТЛ и КМОП логическими микросхемами и имеют напряжение пробоя ± 12 В и пороговое напряжение около 1 В.

Крайне важно обеспечить, чтобы напряжение на затворе не превышало максимального значения, указанного в справочных данных. Толщина оксидного слоя МОП-транзистора со стандартным управлением составляет порядка 80 нм. В транзисторе с управлением логическими уровнями она снижена до 50 нм. Напряжение затвор-исток, превышающее максимальное значение, может легко пробить оксидный слой затвора, что приведёт к немедленному необратимому выходу транзистора из строя.

Между истоком и стоком МОП-транзистора находится p - n -переход, который фактически работает как обычный диод. Он проводит ток в направлении, противоположном «нормальному» току от стока к истоку. Ток этого внутреннего диода течёт тем же путём, что и ток МОП-транзистора, поэтому он имеет такую же номинальную величину. Номинальное напряжение «внутреннего» диода также совпадает с этим параметром для МОП-транзистора.

При отпирании мощные МОП-транзисторы будут проводить ток как от стока к истоку, так и от истока к стоку. Ток в МОП-транзисторе создаётся потоком электронов из истока через обогащённый канал в обеднённую область (n -), поэтому здесь¹⁾ нет препятствующего току p - n -перехода. Внутренний диод и способ-

¹⁾ В отличие от биполярного транзистора. — Примеч. ред.

ность проводить ток от истока к стоку позволяют использовать МОП-транзистор в качестве выпрямителя. Это применение мы рассмотрим в разделе 7.2.4 «Синхронное выпрямление».

Прямое напряжение внутреннего диода примерно такое же, что и у других эпитаксиальных диодов, и может колебаться в пределах 0.5...2.0 В при самых больших токах. Прямое напряжение снижается с повышением температуры. Подвижность неосновных носителей заряда при высоких температурах возрастает, поэтому величина падения напряжения на открытом диоде уменьшается. Сопротивление открытого МОП-транзистора, наоборот, повышается с ростом температуры. Время обратного восстановления внутреннего диода примерно такое же, как у обычных выпрямительных диодов, — порядка 100 нс. Как правило, чем выше номинальный ток транзистора, тем больше время обратного восстановления. Из-за относительно большого времени обратного восстановления нет возможности использования внутреннего диода в высокочастотных схемах. В таких случаях параллельно транзистору включается быстродействующий внешний (дискретный) диод. В двухтактных схемах, например мостовых, использование внутренних диодов также довольно проблематично, потому что МОП-транзистор открывается значительно быстрее, чем закрывается внутренний диод. Вследствие этого могут возникать броски тока. Фирмы International Rectifier, Ixys и Advanced Power Technology производят МОП-транзисторы с встроенным FRED, чтобы время обратного восстановления определялось не относительно медленным внутренним диодом, а ультрабыстрым диодом FRED.

Важным преимуществом МОП-транзисторов является положительный температурный коэффициент сопротивления в открытом состоянии. Это позволяет включать транзисторы параллельно, чтобы увеличить ток или уменьшить сопротивление. Если один из параллельных транзисторов начинает пропускать больший ток, он нагревается и ограничивает его. Биполярные транзисторы имеют отрицательный температурный коэффициент напряжения насыщения, поэтому они более склонны к лавинному разогреву (особенно при параллельном включении). При параллельном использовании МОП-транзисторов часто возникает проблема устранения паразитных автоколебаний в цепи затвора. На сайте фирмы Advanced Power Technology можно найти превосходную документацию, в которой освещены вопросы параллельного включения МОП-транзисторов.

7.2.2. Управление затвором

МОП-транзисторами значительно проще управлять, чем биполярными, потому что они управляются напряжением, а не током. Для отпириания МОП-транзистора требуется зарядить затвор до рабочего напряжения (10 В для транзисторов со стандартным управлением). На первый взгляд может показаться, что нужно лишь подать количество электричества, необходимое для заряда ёмкости затвор-исток до напряжения 10 В. Однако с напряжением на затворе через ёмкость затвор-сток взаимодействует высокое напряжение на стоке. Это взаимодействие называется эффектом Миллера.

На **Рис. 7.13** изображена упрощённая модель МОП-транзистора, состоящая из ключа и трёх конденсаторов. Когда потенциал затвора через резистор «притянут» к потенциалу земли, заряд на конденсаторе затвор-исток отсутствует. Конденсатор затвор-сток заряжен до полных 350 В, и его заряд составляет 22 нКл. Смоделируем одновременное замыкание ключей $S1$ и $S2$. При замыкании ключей входному напряжению требуется обеспечить 22 нКл для разряда конденсатора затвор-сток, а также 15 нКл для заряда ёмкости затвора. Реальный заряд, требуемый для конденсатора затвор-сток, гораздо больше расчётных в первом приближении 22 нКл, так как ёмкость затвор-сток зависит от напряжения. Она составляет 63 пФ при напряжении на стоке 350 В, но возрастает до 2500 пФ при нулевом напряжении стока. Производители обычно указывают суммарную величину заряда, требуемую для полного отпирания транзистора, так как наличие зависимости от напряжения усложняет аналитическое его определение.

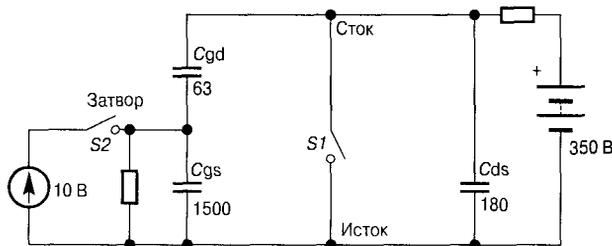


Рис. 7.13. Упрощённая модель МОП-транзистора, состоящая из ключа и трёх конденсаторов

Эффект Миллера является также причиной необычной формы напряжения на затворе при отпирании и запираии транзистора. На **Рис. 7.14** изображены формы напряжения на стоке и затворе при отпирании транзистора, когда затвор управляется постоянным напряжением через низкоомный резистор, а нагрузкой стока является источник постоянного тока. Сопротивление $R2$ и высокое входное напряжение создают почти постоянный ток управления 1 А. Нагрузкой является источник постоянного тока 4 А, и всё это в целом весьма похоже на дроссель или первичную обмотку трансформатора при непрерывном режиме работы. В течение времени t_1 постоянный ток вызывает линейное нарастание напряжения на затворе. Интервал времени t_2 начинается, когда достигается пороговое напряжение затвора. В транзисторе начинает течь ток стока, что приводит к падению напряжения на стоке. Напряжение на стоке падает быстро, поэтому большую часть входного тока составляет разрядный ток конденсатора затвор-сток. По истечении интервала времени t_3 напряжение на стоке падает до нуля, поэтому входной ток начинает заряжать ёмкость затвора до 10 В, создавая второй участок нарастания напряжения. Режим, представленный на **Рис. 7.14**, очень близок к режиму работы реального прямоходового преобразователя или повышающего стабилизатора, управляемого через токоограничивающий выход ИС. Интервал времени t_2 меняется в зависимости от величины тока стока. Если ток в нашем примере будет выше 4 А, интервал времени t_2 будет больше. Прерывистый режим работы приведёт к

почти нулевому значению t_2 . Напряжение на затворе в начале интервала t_2 определяется крутизной характеристики транзистора. Характеристики стока, изображённые на **Рис. 7.11**, позволяют определить напряжение на затворе при заданном токе стока.

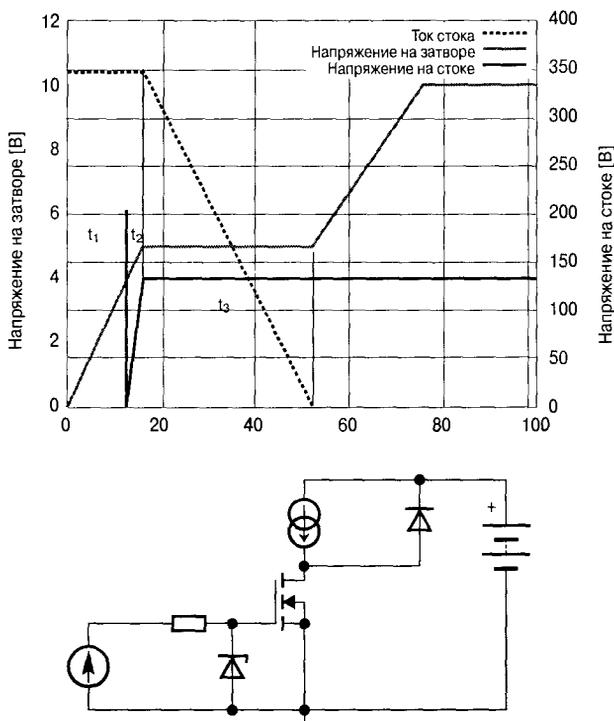


Рис. 7.14. Формы напряжения на стоке и затворе при отпирании транзистора, когда затвор управляется постоянным током и нагрузкой стока является источник постоянного тока

На **Рис. 7.15** представлен обратный процесс, когда транзистор закрывается. Зависимость тока от напряжения на **Рис. 7.14** имеет очень маленький наклон в течение времени t_3 , который на графике незаметен вследствие очень большой крутизны характеристики МОП-транзистора. То же относится и к интервалу времени t_1 на **Рис. 7.15**.

На **Рис. 7.16** изображён график изменения ёмкости для транзистора IRFPF40, взятый из справочных данных с сайта фирмы International Rectifier. График показывает, как изменяется C_{iss} с изменением напряжения на стоке. Измерение C_{iss} проводится с замкнутыми по переменному току стоком и истоком, поэтому C_{iss} равна сумме входной ёмкости и ёмкости затвор-сток (C_{fss}), которые при измерении оказываются подключены параллельно. Ёмкость затвор-исток представляет собой ёмкость, образованную поликремниевым слоем затвора и металлическим истоком, а также ёмкость между поликремниевым слоем затвора и слоями p и n истока. Ёмкость затвор-исток не зависит от напряжения. В справочных данных

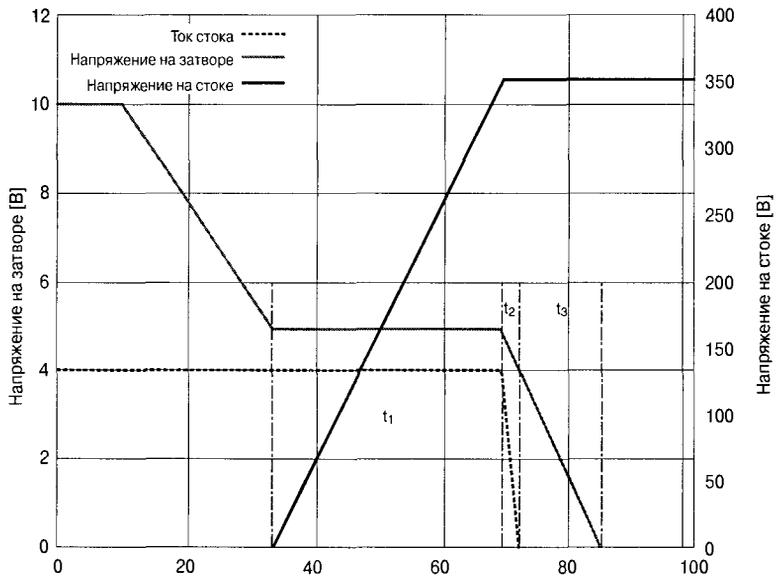


Рис. 7.15. Процесс, обратный изображённому на Рис. 7.14

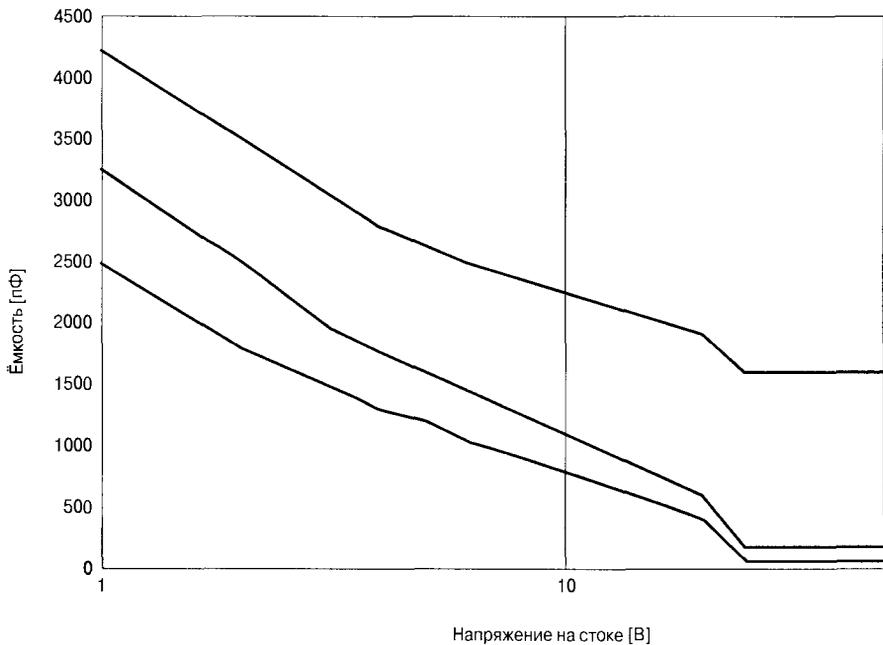


Рис. 7.16. График зависимости ёмкости транзистора IRFPF40 от напряжения (в логарифмическом масштабе)

приводятся значения этой ёмкости при напряжении на стоке 25 В. Приведённый на **Рис. 7.16** график, в частности, демонстрирует, что производители не всегда предоставляют точные данные. Прерывистое изменение ёмкости при напряжении 25 В не соответствует тому, что происходит в реальных условиях. Правда, в более ранних версиях справочных данных приводились несколько меньшие значения ёмкостей при напряжении на стоке 1 В. Значительное возрастание C_{iss} при изменении V_{DS} от 10 В до 1 В обуславливает суммарный заряд затвора 120 нКл. Ёмкость затвор-сток при напряжении на стоке выше 25 В остаётся практически постоянной, поэтому суммарный заряд затвора существенно не изменяется с изменением напряжения на затворе. Очень подробные характеристики управления МОП-транзисторов приведены в инструкциях 937, 944 и 947 фирмы International Rectifier.

В схемах без гальванической развязки и одноключевых схемах управление производится непосредственно микросхемой. Схема управления затвором может быть двухтактной, комплементарной на биполярных транзисторах или комплементарной на МОП-транзисторах. Эти схемы изображены на **Рис. 7.17**. Каждая из них обеспечивает низкий выходной импеданс и высокий ток управления. Время нарастания и спада напряжения на МОП-ключе полностью определяется тем, как быстро схема управления способна переместить заряд затвора. Чем ниже её выходной импеданс, тем быстрее коммутация и меньше потери. В каждой схеме быстрая коммутация реализуется путём подключения затвора МОП-ключа к шинам питания. Обратите внимание, что в двухтактной и МОП-транзисторной схемах требуется буфер, обеспечивающий комплементарную коммутацию. Это необходимо для того, чтобы исключить протекание сквозного тока при выбросах управляющего напряжения между фазами включения и выключения. В комплементарной схеме эмиттерного повторителя такой проблемы нет, так как противоположный транзистор всегда запирается падением напряжения на двух диодах.

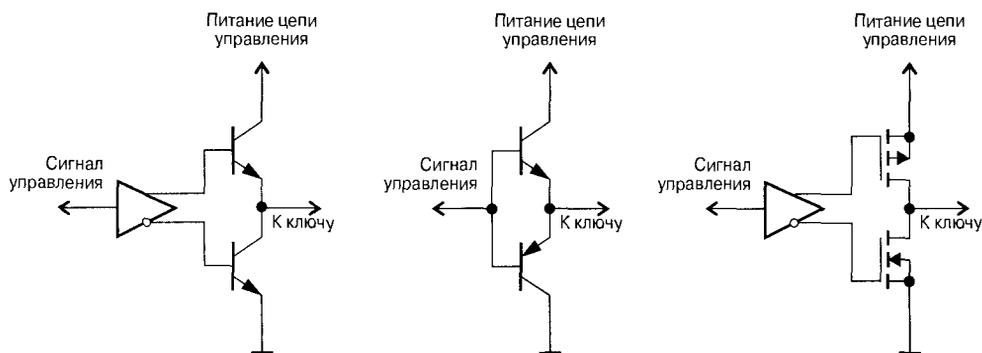


Рис. 7.17. Двухтактная, комплементарная на биполярных транзисторах и комплементарная на МОП-транзисторах схемы управления затвором МОП-ключа

Средний ток управления затвором МОП-транзистора невелик, потому что он течёт только во время заряда или разряда ёмкости затвора. Однако пиковый ток может быть довольно большим. Для МОП-транзистора IRFPF40 при рабочей

частоте 100 кГц и времени коммутации 100 нс нам потребуется пиковый ток 1.2 А при отпирании и 1.2 А при запирании, а средний ток составит всего лишь 24 мА. Как было отмечено в главах 4 и 5, иногда необходимо вставлять последовательное сопротивление между управляющей ИС и затвором МОП-транзистора, чтобы снизить пиковый ток до уровня, соответствующего возможностям выходного каскада ИС. Это приводит к возрастанию потерь и увеличению времени коммутации. Если пиковый ток затвора слишком велик для управляющей ИС, а время коммутации увеличивать нежелательно, то можно использовать внешний эмиттерный повторитель или схему с комплементарными МОП-транзисторами, как показано на **Рис. 7.17**.

В мостовых преобразователях и двухключевых прямоходовых и обратногоходовых преобразователях управление верхним (по схеме) МОП-транзистором должно быть «плавающим» относительно средней точки. На **Рис. 7.18** изображена микросхема управления верхним плечом, предназначенная для работы в сетевом источнике питания. В этой микросхеме для управления внутренней защёлкой используются полевые транзисторы смещения уровня. Микросхема обеспечивает согласование сигналов, чтобы управление верхним и нижним плечами оставалось синхронизированным. Кроме того, в ней имеется схема, предотвращающая случайное отпирание транзистора верхнего плеча под воздействием шумов или помех. Если в полумостовой схеме верхний ключ откроется при открытом нижнем ключе, МОП-транзисторы немедленно выйдут из строя вследствие большого сквозного тока из положительной шины питания в отрицательную. В микросхеме IR2110 и подобных ей используется методика запуска, рассмотренная нами в главе 4. Запускающий конденсатор *C1* заряжается, когда верхний ключ закрыт, а нижний открыт. Напряжение на этом конденсаторе «привязано» к напряжению на истоке и не зависит от состояния «плюсовой» шины питания. Оно достаточно велико для полного отпирания верхнего (по схеме на **Рис. 7.18**) МОП-транзистора. Ёмкость запускающего конденсатора должна быть достаточной для работы высоковольтных выходных цепей микросхемы IR2110, а также должна обеспечивать достаточное количество заряда для отпирания МОП-транзистора. Максимальное рабочее напряжение схем смещения уровня и управления верхним плечом достигает 600 В.

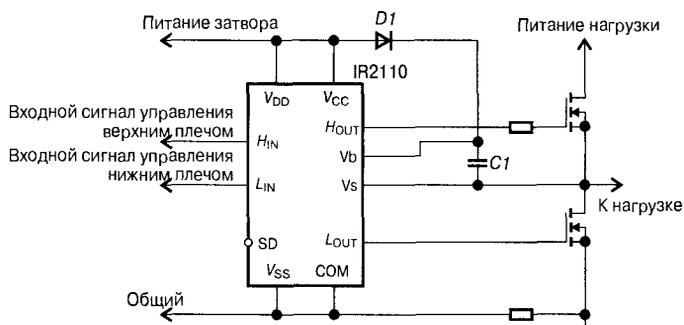


Рис. 7.18. Микросхема управления высоковольтными цепями, предназначенная для работы в сетевом источнике питания

Рис. 7.19 иллюстрирует способ управления верхним плечом с помощью импульсного трансформатора. Эта схема лучше всего работает в том случае, когда коэффициент заполнения относительно постоянен. Если коэффициент заполнения слишком велик, существует опасность насыщения трансформатора и пропадания вторичного напряжения. Насыщение, вызванное повышенным значением коэффициента заполнения, перестаёт быть проблемой на рабочих частотах выше 100 кГц. Резисторы $R1$ и $R2$ предназначены для того, чтобы трансформатор мог по-прежнему выдавать ток и после полной зарядки затвора. Резистор $R2$ обеспечивает некоторое постоянство зарядного тока затвора. Сопротивление резистора $R1$ выбирается таким, чтобы напряжение на затворе оставалось ниже напряжения пробоя, кроме того, через этот резистор затвор разряжается при снятии сигнала управления. Стабилитрон, включённый параллельно первичной обмотке, гарантирует, что напряжение на первичной обмотке будет таким, чтобы обеспечить протекание в ней уменьшающегося до нуля тока, размагничивающего магнитопровод трансформатора даже при самом высоком коэффициенте заполнения. Его напряжение стабилизации должно быть достаточно низким, чтобы напряжение на затворе не достигло уровня пробоя. Для всех используемых трансформаторов требуется, чтобы значение вольт-секунд при заряде затвора МОП-транзистора было равно значению вольт-секунд при разряде затвора.

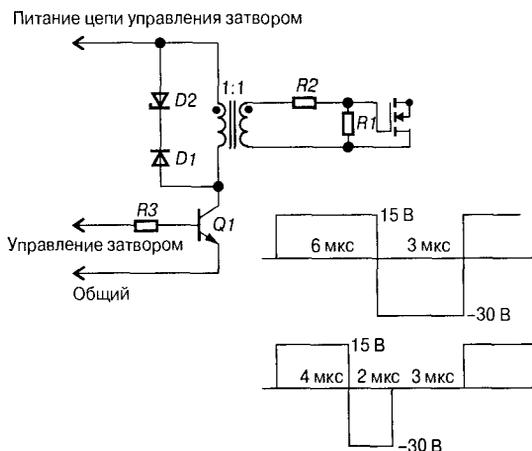


Рис. 7.19. Управление верхним плечом с помощью импульсного трансформатора, при постоянном значении вольт-секунд

На **Рис. 7.19** приведены также диаграммы, которые иллюстрируют условие постоянства величины вольт-секунд¹⁾. Они соответствуют напряжению на первичной обмотке трансформатора при коэффициентах заполнения 67 и 44%. При

¹⁾ Легко убедиться, что это условие того, что площади под сигнальной кривой для положительного и отрицательного полупериодов совпадают. То есть вся энергия, полученная трансформатором от первичного источника питания в течение одного полупериода, затем полностью передаётся в нагрузку в течение другого полупериода. — *Примеч. ред.*

коэффициенте заполнения 67% величины вольт-секунд, обеспечиваемой стабилитроном $D2$, едва хватает для полного рассеивания намагничивающего тока. Номиналы делителя напряжения $R1/R2$, напряжение питания цепи управления затвором и напряжение стабилитрона нужно сбалансировать так, чтобы обеспечить корректное управление при низком коэффициенте заполнения и избежать чрезмерного напряжения на затворе при высоком коэффициенте заполнения. Транзистор $Q1$ должен выдерживать в этой схеме как минимум 45 В. Возможно, что коэффициент заполнения придётся ограничить значением менее 67%, чтобы дать резистору $R1$ достаточно времени для разряда ёмкости затвора.

На **Рис. 7.20** изображена усовершенствованная схема, которая управляет током как в процессе заряда, так и в процессе разряда затвора. Разделительный конденсатор $C1$ необходим для того, чтобы средний намагничивающий ток первичной обмотки трансформатора был равен нулю. Значение вольт-секунд для положительного и отрицательного полупериодов импульсного сигнала в трансформаторе должны быть одинаковы, как показано на **Рис. 7.20**. Из этого следует, во-первых, что напряжение отпираания МОП-транзистора возрастает со снижением коэффициента заполнения. При установке напряжения отпирания, соответствующего высокому коэффициенту заполнения, может оказаться, что при низком коэффициенте заполнения оно превысит напряжение пробоя затвор-исток. Второе следствие состоит в том, что время включения и время выключения не одинаковы. Два встречно включённых стабилитрона ограничивают напряжение на затворе, что даёт возможность увеличить напряжение управления и расширить диапазон коэффициента заполнения.

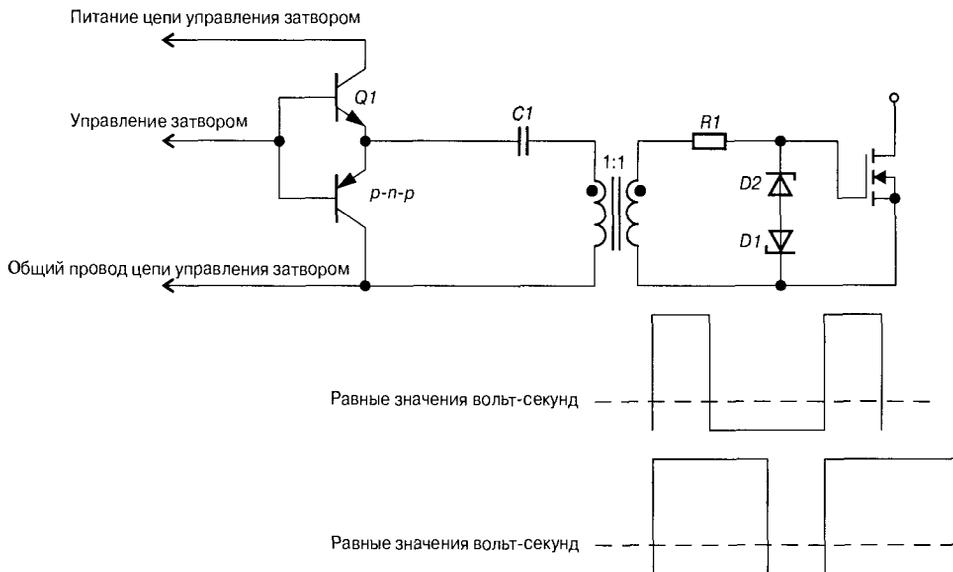


Рис. 7.20. Усовершенствованная схема, осуществляющая управление током как в процессе заряда, так и в процессе разряда затвора

На **Рис. 7.19** и **7.20** через трансформатор управляется только МОП-транзистор верхнего плеча мостовой или двухключевой схемы. На **Рис. 7.21** изображена усовершенствованная схема, в которой управление и верхним, и нижним МОП-транзисторами осуществляется через один трансформатор. Такое управление более симметрично. Напряжение на затворе закрытого транзистора отрицательно, в то время как на затворе открытого транзистора напряжение положительно. Тем самым обеспечивается более надёжное запираение и гарантируется, что оба транзистора не будут проводить ток в одно и то же время.

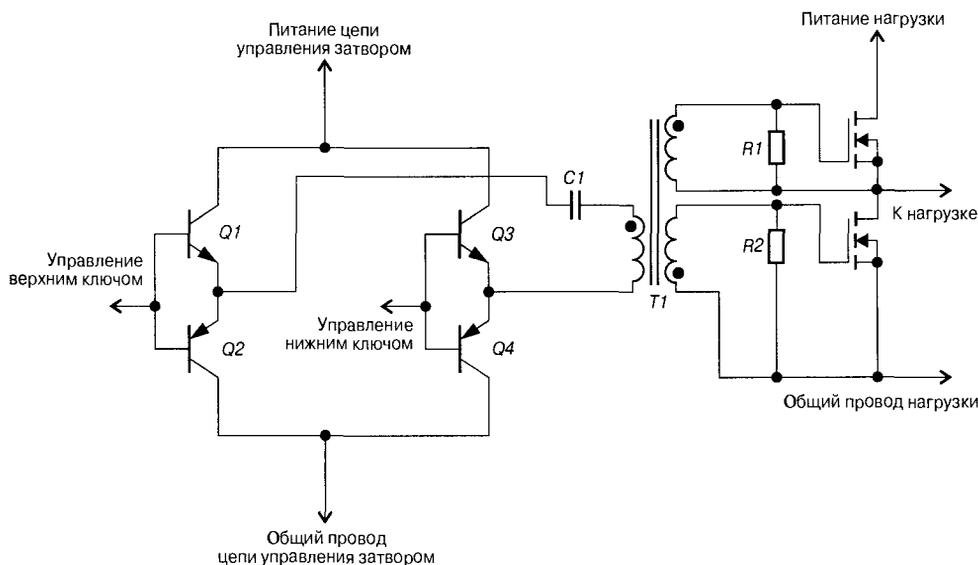


Рис. 7.21. Схема, в которой один и тот же трансформатор управляет и верхним, и нижним МОП-транзисторами

До сих пор мы стремились максимально повысить быстродействие схем управления затвором, чтобы снизить коммутационные потери в транзисторном ключе. Однако при очень быстрой коммутации возникают большие радиочастотные помехи. Изменяя параметры цепи управления затвором, можно снизить эти помехи ценой увеличения потерь коммутации. Величина помех и шумов определяется тремя факторами. Первый фактор — частота коммутации и связанный с ней коэффициент заполнения. Второй фактор — время нарастания и время спада напряжения и тока стока. И третий фактор — шум, возникающий вследствие резонансных явлений, особенно в выходной выпрямительной цепи.

Идеальный прямоугольный сигнал включает в себя гармоники, амплитуды которых описываются функцией $\sin(x)/x$. При коэффициенте заполнения 50% нули функции $\sin(x)/x$ совпадают с чётными гармониками прямоугольного сигнала. При различных коэффициентах заполнения будут преобладать те или иные гармоники. Влияние переходных процессов при коммутации сказывается таким

образом, что вместо зависимости $\sin(x)/x$ распределение энергии гармоник определяется функцией $(\sin(x)/x \times \sin(y)/y)$. Можно подобрать такую величину времени нарастания сигнала, что за счёт чередования нулей каждой из функций вида $\sin(x)/x$ суммарный уровень гармоник удастся понизить. Существует предел эффективности, по достижении которого дальнейшее увеличение времени нарастания приводит к повышенным потерям мощности, но уровень гармоник снижается уже незначительно. На **Рис. 7.22** показаны графики функции $\sin(x)/x$ для прямоугольных и трапецеидальных импульсов. На этих графиках отмечена амплитуда каждой гармоники с 1-й по 7-ю для прямоугольного сигнала (нарастание/спад = 0%) и для трапецеидального сигнала (нарастание/спад = 10%) при коэффициенте заполнения 40%. Обратите внимание, что с увеличением времени нарастания происходит перераспределение энергии из высших гармоник в шесть низших гармоник.

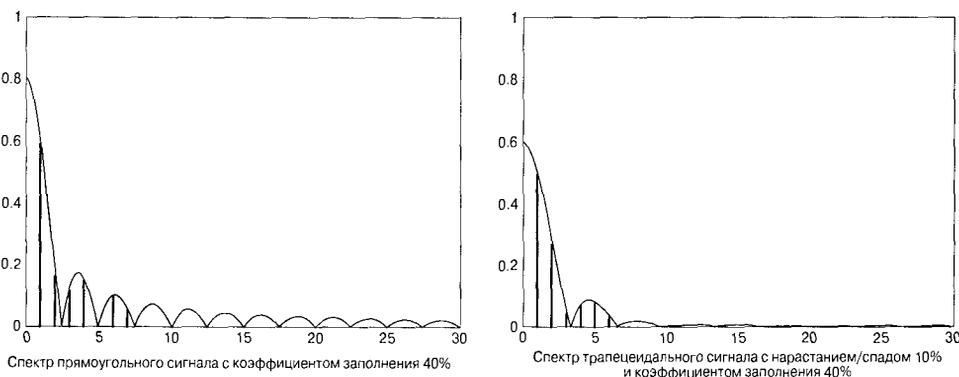


Рис. 7.22. Графики функции $\sin(x)/x$ для прямоугольного и трапецеидального сигналов

Управление временем нарастания и коэффициентом заполнения не оказывает заметного влияния на величину энергии гармоник на частоте коммутации. Некоторые управляющие ИС минимизируют радиопомехи на частоте коммутации, используя расширение спектра (широкополосную модуляцию). В этих микросхемах частота генератора изменяется случайным образом, чтобы распределить энергию в более широком спектре. При этом перераспределяется и энергия гармоник. Если разброс частоты коммутации составляет 10 кГц, то частота десятой гармоники смещается на 100 кГц. Этим методом можно значительно, на десятки децибел, снизить энергию гармоник¹⁾. Можно изменять частоту не случайным образом, а по синусоидальному или линейному (треугольная модуляция) закону, формируя ЧМ сигнал (как в радиопередатчике). При этом энергия гармоник также перераспределяется по спектру и снижается, но не настолько сильно, как хотелось бы. пилообразная модуляция частоты даёт несколько лучшие результаты,

¹⁾ Вместо нескольких «больших» гармоник получается много «маленьких» — что-то вроде белого шума. Влияние таких «размазанных» по широкому спектру помех гораздо легче нейтрализовать с помощью простых фильтров. — *Примеч. ред.*

чем синусоидальная, благодаря дополнительным гармоникам, присутствующим в самом модулирующем сигнале. Фирма Linear Technology разработала микросхему LTC6902, которая представляет собой мультифазный генератор с широкополосной модуляцией (SSFM — Spread Spectrum Frequency Modulation) по псевдослучайному закону. Выходная частота задаётся величиной сопротивления одного внешнего резистора, а другой резистор задаёт ширину полосы модуляции. Генератор имеет четыре выхода с 90-градусным сдвигом фаз для применения в четырёхфазных источниках питания процессоров. При ширине полосы модуляции в 20% энергия основных гармоник снижается на 20 дБ.

Энергия шумов и помех, вызванных наличием индуктивностей рассеяния и резонансными явлениями в выходной цепи, распределена в частотном диапазоне, не связанном с частотой коммутации. Влияние этих помех можно ослабить, применяя RC-демпферы (см. главу 5). Управление временем нарастания и спада в МОП-транзисторе влияет на частотный диапазон шумов, так как они порождаются быстрыми переключениями транзистора. Увеличение времени нарастания и спада выше определённого предела неэффективно с точки зрения снижения радиочастотных помех.

7.2.3. Область устойчивой работы и лавинные характеристики

Границы области устойчивой работы МОП-транзистора, изображённой на **Рис. 7.23**, обусловлены номинальным током в левой части графика, рассеиванием мощности в середине и напряжением пробоя в правой части графика. В МОП-транзисторах, в отличие биполярных, отсутствует эффект вторичного пробоя. МОП-транзисторы характеризуются положительным коэффициентом сопротивления. Если в какой-либо области кристалла начинает течь чрезмерный ток, сопротивление этой области увеличивается, и траектория тока смещается в другие области. Отрицательный же температурный коэффициент биполярных транзисторов приводит к возникновению лавинного процесса и к вторичному пробояю. Биполярные транзисторы, например BJT11, имеют напряжение пробоя порядка 1500 В, тогда как максимальное рабочее напряжение МОП-транзисторов составляет 1200 В. Может показаться, что биполярные транзисторы имеют преимущество в высоковольтных схемах. Но лишь в тех случаях, если позаботиться о том, чтобы транзистор всегда работал в безопасном с точки зрения вторичного пробоя режиме. Чтобы обеспечить устойчивую работу, номинальное напряжение биполярных транзисторов обычно приходится пересчитывать.

Значения токов и напряжений, соответствующие заштрихованной области в верхней левой части изображённого на **Рис. 7.23** графика, недостижимы, и «виновато» в этом сопротивление транзистора в открытом состоянии ($r_{DS(ON)}$). За этим исключением, границы области устойчивой работы МОП-транзистора определяются лишь только энергией, необходимой для нагрева переходов до максимальной рабочей температуры. Существует два класса рабочих температур МОП-транзисторов: 150 и 175°C. Для приведённого на **Рис. 7.23** графика предполагается, что температура корпуса транзистора составляет 25°C. Нижняя правая

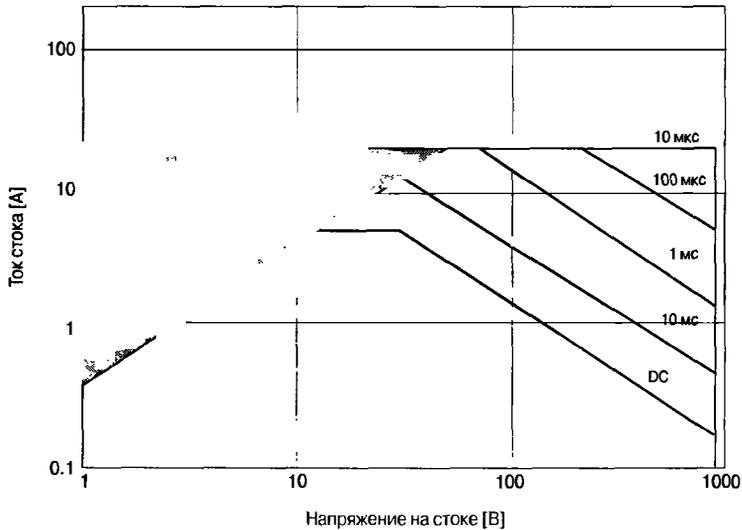


Рис. 7.23. График области устойчивой работы МОП-транзистора IRFPF40 для одиночного импульса

(постоянный ток) линия на графике соответствует нижней границе работы МОП-транзистора в импульсном источнике питания. Размеры области устойчивой работы уменьшаются с повышением температуры корпуса. В справочных данных можно найти информацию, необходимую для перерасчёта при работе с повышенной температурой.

На графике области устойчивой работы самые большие токи указываются для самых коротких импульсов. Пиковый ток не должен превышать предельно допустимый ток соединительных проводников. Что же касается работы на постоянном токе, то он ограничивается в первую очередь размерами контактных площадок и металлизации истока, а также температурой переходов. При наличии соответствующего теплоотвода среднее квадратическое значение тока будет довольно большим.

Современные МОП-транзисторы для импульсных источников питания способны работать вплоть до напряжения пробоя сток-исток, после чего возникает лавинный ток. Транзисторы повышенной надёжности способны неоднократно выдерживать максимальный лавинный ток. Используя указанные лавинные характеристики МОП-транзистора, можно избежать применения демпферов и цепей, ограничивающих напряжение стока при запираании транзистора. В инструкции 1005 фирмы International Rectifier приведены рекомендации по использованию этого преимущества МОП-транзистора.

Лавинные пробой в МОП-транзисторе происходят вследствие отпираания паразитного биполярного транзистора. На Рис. 7.24 изображён в разрезе мощный МОП-транзистор. *n*- и *p*-области истока в сочетании с эпитаксиальным слоем *n*—

создают паразитный биполярный n - p - n -транзистор. Если ток в p -области становится слишком большим, падение напряжения на ней увеличивается до такой степени, что смещает p - n -переход истока в прямом направлении. Часть пикового тока течёт по краю p -области, как показано на **Рис. 7.24**. Вызванное таким удлинением пути тока дополнительное падение напряжения отпирает паразитный биполярный транзистор, что приводит к выходу МОП-транзистора из строя. Выход из строя происходит вследствие отрицательного температурного коэффициента n - p - n -транзистора, отпирание которого при высоком токе стока и высокой температуре приводит к тому, что через данную ячейку¹⁾ протекает всё больший и больший ток. В транзисторах, спроектированных с учётом повышенных требований к надёжности, используется дополнительное легирование p -областей, снижающее их сопротивление (и, следовательно, падение напряжения при протекании через них больших токов) до такой степени, чтобы паразитный биполярный транзистор не открывался (за исключением случаев протекания чрезвычайно больших лавинных токов).

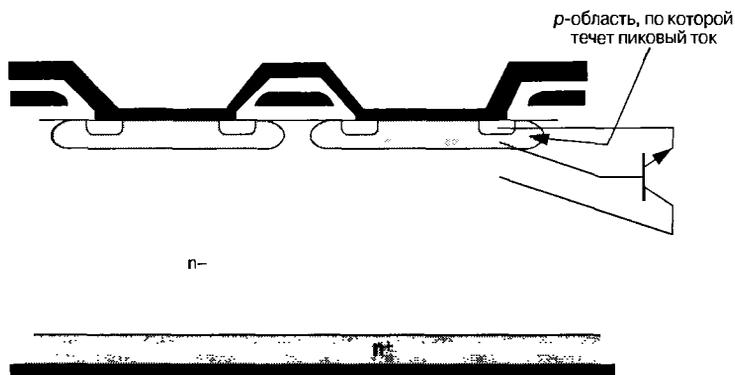


Рис. 7.24. Поперечное сечение мощного МОП-транзистора и паразитный n - p - n -транзистор, подверженный лавинным пробоям

Паразитный биполярный транзистор может также отпираться в случае быстрого увеличения напряжения сток-исток в тот момент времени, когда происходит обратное восстановление диода корпус-сток. Слишком быстрое нарастание напряжения на стоке при незавершённом ещё процессе рекомбинации неосновных носителей заряда может сместить переход эмиттер-база паразитного транзистора в прямом направлении и открыть его, что приведёт к выходу МОП-транзистора из строя. У высоконадёжных МОП-транзисторов, предназначенных для применения в импульсных источниках питания, величина скорости нарастания напряжения (dv/dt) лимитирована таким образом, чтобы она соответствовала времени обратного восстановления внутреннего диода.

¹⁾ Как уже упоминалось выше, структура МОП-транзистора состоит из большого количества ячеек. При лавинном пробое часть ячеек «выгорает» и транзистор выходит из строя. — *Примеч. ред.*

Существует два способа справиться с проблемой слишком быстрого нарастания напряжения. Первый из них заключается в проектировании схемы управления МОП-транзистором таким образом, чтобы при его отпирании соблюдалось оптимальное значение dv/dt . Второй способ предполагает применение внешнего дискретного диода с быстрым восстановлением. На **Рис. 7.25** изображены варианты включения этого диода — параллельно с МОП-транзистором, шунтируя внутренний диод и удерживая его в закрытом состоянии, либо последовательно с МОП-транзистором, блокируя ток внутреннего диода. Важно только учитывать номинальное dv/dt внешнего диода в случаях, когда МОП-транзистор открывается во время его обратного восстановления. Диод *D1* должен иметь прямое напряжение ниже прямого напряжения внутреннего диода МОП-транзистора. Диод *D2* гарантирует, что внутренний диод МОП-транзистора никогда не откроется.

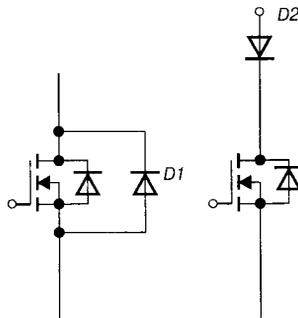


Рис. 7.25. Использование внешнего дискретного диода в параллельном или последовательном включении с МОП-транзистором, позволяющее исключить влияние внутреннего диода МОП-транзистора на процесс его отпирания

7.2.4. Синхронное выпрямление

Напряжения питания процессоров снижаются, а уровни тока повышаются. Ядро процессора зачастую питается напряжением всего лишь 1.25 В и потребляет десятки ампер. Для питания логических схем всё шире применяется напряжение 3.3 В (вместо 5.0 В). Это значит, что потери проводимости диодов составляют значительный процент от выходной мощности. Возьмём, к примеру, 15-вольтовый диод Шотки, имеющий прямое падение напряжения 0.36 В. Если диод используется в понижающем стабилизаторе с выходным напряжением 5 В или 3.3 В при токе 15 А, он будет рассеивать 1.84 Вт в открытом состоянии и порядка 0.33 Вт в закрытом вследствие обратного тока 100 мА. В прямоходовом преобразователе используются два диода, а суммарные потери в них обоих составляют примерно 5.9 Вт. Значит, только на диодах теряется 11% мощности.

Во многих схемах без гальванической развязки, рассмотренных нами в главе 4, в качестве ключей используются два МОП-транзистора. Необходимо, чтобы нижний транзистор открывался только после того, как полностью закроется верхний транзистор. Неперекрывающееся управление требует использования

возможным использовать печатную плату в качестве теплоотвода для МОП-транзисторов с монтажом на поверхность вместо применения алюминиевого радиатора для диодных выпрямителей.

Схема на **Рис. 7.26** неудобна тем, что для управления затвором каждого из МОП-транзисторов используется отдельная обмотка трансформатора. Но, поскольку синхронное выпрямление применяется только в схемах с выходным напряжением 5 В и ниже, количество обмоток можно уменьшить. При выходных напряжениях до 5 В диапазон возможных напряжений затвор-исток оказывается ниже предельно допустимых 20 В даже в универсальном источнике питания. На **Рис. 7.27** изображена схема, в которой для подачи управляющего напряжения на затворы синхронных выпрямителей используется одна вторичная обмотка. Обратите внимание, что управление затвором МОП-транзистора свободного хода осуществляется за счёт прямого напряжения на внутреннем диоде основного выпрямительного МОП-транзистора.

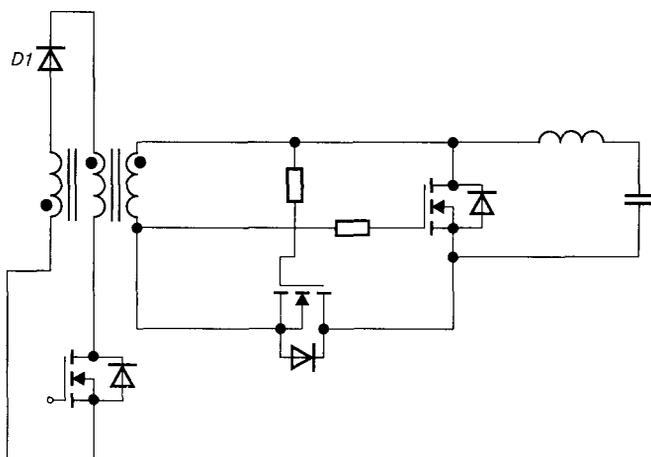


Рис. 7.27. Схема прямоходового преобразователя, в которой для управления затворами синхронных выпрямителей используется одна вторичная обмотка

Заметьте, мы используем МОП-ключ на «отрицательном» выводе трансформатора. Обычно диод помещают на «положительный» вывод трансформатора, а «отрицательный» вывод подключают к общему проводу. Оба варианта работоспособны. Обратите также внимание, что внутренние диоды МОП-транзисторов основного (выходного) выпрямителя всегда смещены в обратном направлении. Внутренний диод «неуправляемого» ключа будет проводить ток вплоть до момента открывания этого ключа (собственно, МОП-транзистора).

Проектирование схем управления МОП-транзисторными синхронными выпрямителями, особенно для сетевых источников питания с широким диапазоном входных напряжений, связано с немалыми трудностями. Поэтому многие производители выпускают ИС для высокопроизводительного синхронного выпрямления, применяемые на вторичной стороне сетевых источников питания. Фирма International Rectifier производит микросхему IR1176, которая выполняет управ-

проводить ток до тех пор, пока ИС не начнёт управлять МОП-транзисторами. Звено $R1, D1, C2$ предназначено для осуществления задержки в цепи управления основным ключом, чтобы микросхема LTC3900 успела получить синхронизирующую информацию, необходимую для корректной работы МОП-выпрямителей. Микросхема LTC3900 содержит таймер, отключающий управление МОП-транзисторами при потере синхросигнала. Проверяется также ток через транзистор $Q3$, чтобы отключать управление, как только ток в дросселе становится отрицательным.

На Рис. 7.30 изображена типовая схема с LTC3901, предназначенной для двух-полупериодных цепей управления. Примечательно, что в схеме управления для двухполупериодного выпрямления потребовались всего лишь два ключа без средней точки. В этой ИС имеются те же самые таймер и токоизмерительные цепи, что и в LTC3900.

7.2.5. Измерительные полевые транзисторы

Мощный МОП-транзистор на самом деле состоит из многих тысяч параллельных МОП-транзисторов. Каждый маленький транзистор обладает довольно высоким сопротивлением и поэтому вносит небольшой вклад в суммарный ток стока. Когда стал набирать популярность метод управления по току, производители МОП-транзисторов изобрели способ изолировать несколько ячеек от истока и соединить их с отдельным внешним выводом транзистора. Отношение тока, текущего через эти измерительные ячейки, к их количеству равно отношению суммарного тока транзистора к общему количеству ячеек. Это позволяет измерять ток в транзисторе без применения мощного низкоомного токового шунта. Измерительный полевой транзистор имеет пять выводов. В дополнение к стоку, истоку и затвору имеются также два измерительных вывода. Такие транзисторы вполне доступны для покупателей, но практически все фирмы-производители выпускают их в относительно скудном ассортименте.

7.2.6. Варианты корпусов

МОП-транзисторы выпускаются в большом разнообразии корпусов. Число вариантов корпусов продолжает расти, так как МОП-транзисторы всё чаще используются в различных импульсных схемах. Каждый из типов корпуса предназначен для определённой области применения. Корпуса в металлической оболочке, такие, как ТО-3, ныне фактически не применяются. Самые мощные транзисторы выпускаются в плоском корпусе ТО-247, который имеет тот же шаг выводов, что и металлический ТО-3, но значительно меньшие габариты. Корпус ТО-247 способен рассеивать многие сотни ватт. Корпус ТО-220 применяется при мощностях от 10 до 150 Вт. Корпуса ТО-247 и ТО-220 предназначены для монтажа выводов в отверстия и крепления теплоотводящей поверхности к большому металлическому радиатору. Они бывают изолированными и неизолированными. Длина пути тока утечки по поверхности и зазоры изолированных корпусов должны удовлетворять требованиям безопасности, если радиатор находится под по-

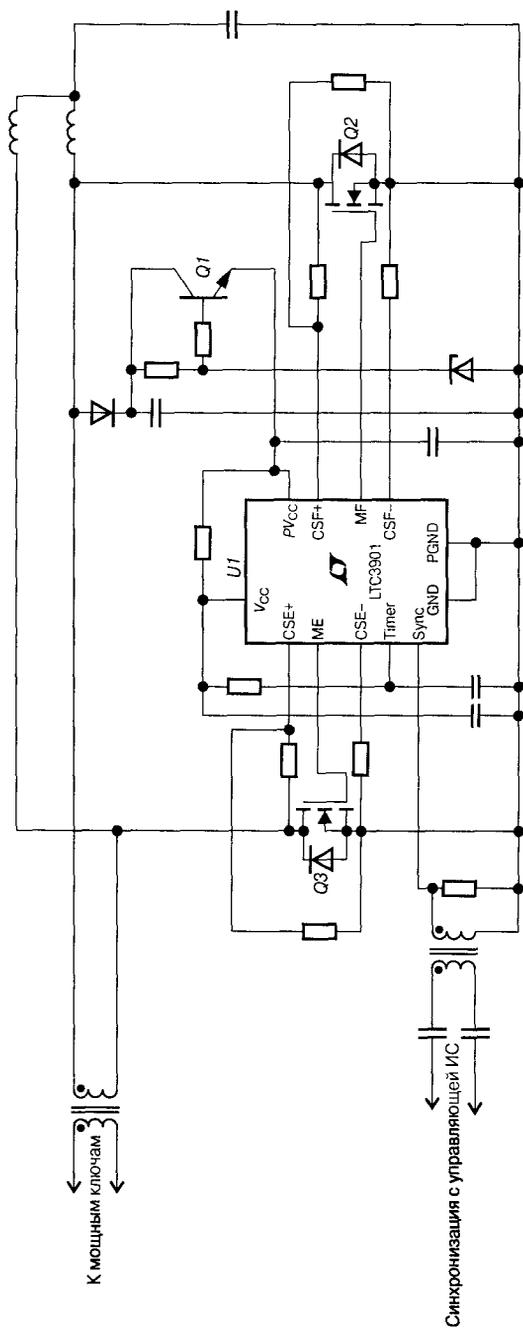


Рис. 7.30. Типовая схема с LTC3901, предназначенной для двухполупериодных цепей управления

тенциалом шасси. Фирма International Rectifier выпускает транзисторы в так называемых корпусах FULL-PAK, которые полностью закрываются пластиком, поэтому при монтаже не требуются изоляционные материалы наподобие слюды или Silpad-пластин. Такие транзисторы имеют несколько большее тепловое сопротивление, но зато значительно более дешёвое крепление. Ещё одним новым корпусом, предлагаемым производителями, является корпус типоразмера TO-220 или TO-247 без монтажного отверстия. Этот корпус предназначен для монтажа к радиатору пружинным держателем. Этим обеспечивается намного более равномерное крепление к радиатору и лучший тепловой контакт.

Под маломощные схемы выпускается большое число корпусов для поверхностного монтажа. Наиболее интересным является корпус D-PAK, предназначенный для припаивания к большой по площади, покрытой медной фольгой теплоотводящей области на печатной плате. Некоторые такие корпуса способны рассеивать мощность до 50 Вт. Ещё один примечательный корпус для поверхностного монтажа производится фирмой International Rectifier. Корпус DirectFET имеет тонкий металлический кожух, который соединён со стоком и хорошо обдувается окружающим воздухом. Исток и затвор выведены на кристалл под кожухом для припаивания непосредственно к печатной плате. Такая конструкция даёт хорошее рассеивание тепла при очень маленьком профиле. Фирма Fairchild Semiconductor предлагает ещё один интересный корпус — BGA. Этот корпус похож на DirectFET тем, что тоже имеет встроенный теплоотвод в окружающую среду и выводы истока и затвора внизу корпуса.

7.3. Биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT)

Биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT) — полупроводниковые компоненты, которые являются гибридом МОП-транзистора и биполярного транзистора. На **Рис. 7.31** изображены в разрезе два типа IGBT. Они имеют вертикальную структуру, которую мы уже встречали в предыдущих компонентах. IGBT является, по сути, биполярным $p-n-p$ -транзистором, ток на базу которого подаётся с паразитного полевого транзистора между коллектором и базой. На **Рис. 7.32** изображена эквивалентная схема, учитывающая паразитные элементы внутри IGBT. Конструкция у него такая же, как у n -канального МОП-транзистора, только с дополнительным слоем p^+ . Этот дополнительный $p-n$ -переход является последовательным диодом, блокирующим внутренний диод МОП-транзистора.

МОП-транзисторы имеют довольно большое сопротивление $r_{DS(ON)}$ при номинальном напряжении выше 500 В. По этой причине сильно возрастают потери проводимости по сравнению с биполярными транзисторами с тем же номинальным напряжением. К тому же потери проводимости МОП-транзистора возрастают с ростом температуры в связи с увеличением сопротивления в открытом состоянии.

Слой p^+ в IGBT инжектирует неосновные носители заряда в эпитаксиальный обеднённый слой $n-$, что улучшает проводимость области дрейфа $n-$. Этот эф-

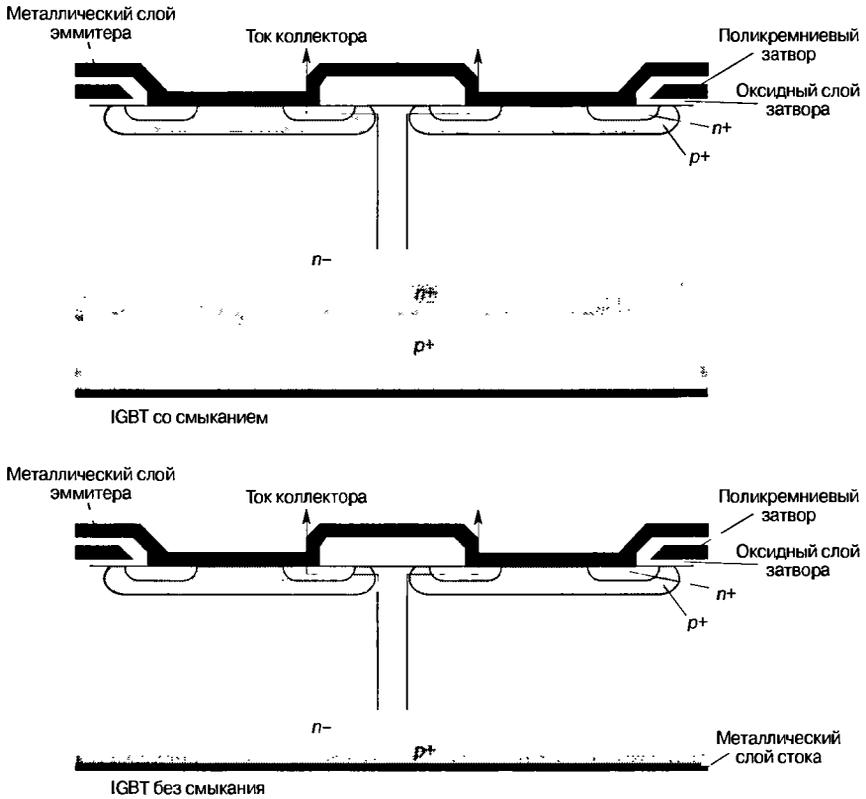


Рис. 7.31. Биполярный транзистор с изолированным затвором (IGBT) в разрезе

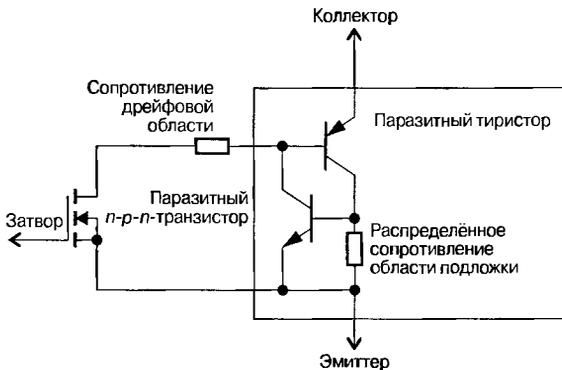


Рис. 7.32. Эквивалентная схема, учитывающая паразитные элементы внутри IGBT

фekt подобен эффекту, возникающему в биполярных транзисторах. Такая модуляция проводимости слоем $p+$ способствует тому, что падение напряжения на транзисторе в открытом состоянии относительно постоянно во всей области рабочих напряжений.

P - n - p -транзистор в IGBT полностью не насыщается, поэтому падение напряжения на нём в открытом состоянии никогда не бывает ниже падения напряжения на одном диоде и в типичных случаях составляет 1.0...3.0 В. Время запираания у IGBT намного лучше, чем у биполярного транзистора, потому что в данном случае отсутствует накопление заряда, вызванное эффектом насыщения. Поток электронов в IGBT прекращается сразу же, как только снимается напряжение с затвора, но ток в дрейфовой области продолжает течь, пока не рекомбинируют все дырки. Базовый переход p - n - p -транзистора не имеет внешнего подключения, поэтому нет возможности создавать отрицательный ток базы, чтобы выводить из дрейфовой области неосновные носители заряда в процессе запираания. Вследствие этого при запираании возникает небольшой остаточный ток.

Транзисторы со смыканием (PT) и без смыкания (NPT) имеют разные характеристики остаточного тока в зависимости от наличия той или иной полупроводниковой структуры, расположенной непосредственно над слоем $p+$. В PT-транзисторе слой $p+$ довольно толстый, и для управления временем жизни неосновных носителей заряда необходим слой $n+$. Область $n+$ делает PT-транзистор очень сильно похожим на МОП-транзистор с дополнительным слоем $p+$. Вследствие большой глубины области неосновных носителей заряда PT-транзисторы имеют отрицательный температурный коэффициент напряжения в открытом состоянии. Управляя временем жизни неосновных носителей заряда в слое $n+$, можно увеличить быстродействие ценой повышения напряжения в открытом состоянии.

NPT-транзистор производится на более тонком кристалле, чем PT-транзистор. Область $p+$ очень слабо легируется, поэтому число неосновных носителей заряда, инжектируемых в дрейфовый слой, намного меньше. Меньшее число неосновных носителей заряда снижает время запираания. Преобладающее влияние на температурный коэффициент оказывает сопротивление дрейфовой области, поэтому температурный коэффициент напряжения открытого NPT-транзистора положителен. Более тонкий кристалл ограничивает номинальное напряжение величиной около 600 В. Для импульсных источников питания обычно выбирают NPT-транзисторы.

При напряжении ниже 250 В на всех рабочих частотах выгоднее всего использовать МОП-транзисторы. IGBT лучше всего применять при напряжениях выше 1000 В и на частотах до нескольких сот килогерц. В диапазоне напряжений 250...1000 В на частоте ниже 20 кГц очевидным выбором является IGBT, а на частотах выше 150 кГц — МОП-транзистор. Между этими диапазонами частот выбор IGBT или МОП-транзистора требует тщательного анализа затрат и эффективности.

IGBT ведёт себя подобно МОП-транзистору, за исключением напряжения в открытом состоянии и тока запираания. Время отпираания зависит от характеристик внутреннего МОП-транзистора и довольно мало. На характеристики управления затвора преобладающее влияние оказывают входная ёмкость и ёмкость Миллера. Напряжение управления затвором имеет ту же самую ступенчатую фор-

му из-за эффекта Миллера, которую мы наблюдали в МОП-транзисторах. При управлении затвором, чтобы точнее учитывать работу схемы, нужно использовать суммарный заряд затвора, а не величины ёмкостей. Все рассмотренные нами схемы с МОП-транзисторами будут работать также и с IGBT. IGBT, как и МОП-транзисторы, не подвержены вторичному пробую. Область устойчивой работы ограничивается максимальным током и максимальным напряжением, как в МОП-транзисторе. IGBT также обладают устойчивостью к лавинному пробую, что позволяет применять их при напряжении, близком к максимальному.

ВЫБОР ДРОССЕЛЯ

- Характеристики реальных дросселей
- Характеристики сердечника
- Расчёт порошкового тороидального сердечника дросселя
- Выбор сердечника для повышающего преобразователя

При расчёте параметров типовых схем преобразователей, рассмотренных в предыдущих главах, подразумевалось, что используются идеальные дроссели. В реальности же дроссели обладают свойствами индуктивности, сопротивления и ёмкости. Потери в материале сердечника эквивалентны дополнительному сопротивлению. При выборе сердечника в первую очередь нужно обращать внимание на магнитную проницаемость, магнитные потери (гистерезис), максимальную магнитную индукцию (насыщение) и температуру сердечника.

8.1. Характеристики реальных дросселей

Одной из важнейших характеристик реального дросселя является величина рассеяния магнитного потока. Любой магнитный поток, не замкнутый внутри дросселя, представляет собой потенциальный источник электромагнитных помех. Дроссели бывают экранированными и неэкранированными. Неэкранированный дроссель может иметь магнитный сердечник или быть намотанным без сердечника. Дроссели без сердечника применяются только на очень высоких частотах вследствие очень малых значений индуктивности, которые можно получить при приемлемых габаритах. Для большинства неэкранированных дросселей требуется магнитный сердечник. Сердечник снижает величину рассеяния магнитного потока, концентрируя большую его часть внутри себя и непосредственно снаружи провода, но всё же существует значительный магнитный поток и за пределами сердечника. На **Рис. 8.1** изображены две основные формы, используемые для неэкранированного магнитного сердечника. Сердечник в форме бобины может быть частично экранирован с помощью магнитной втулки, которая закрывает катушку снаружи, но не замыкает магнитный контур. Такие сердечники, а также сердечники, имеющие форму стержня, обычно применяются в неэкранированных дросселях для поверхностного монтажа.

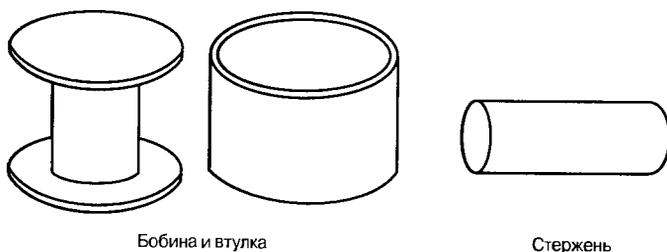


Рис. 8.1. Формы неэкранированных магнитных сердечников: бобина с втулкой или стержень

В экранированном дросселе магнитный сердечник должен полностью закрывать обмоточный провод. На **Рис. 8.2** изображены конфигурации сердечников, обеспечивающие различные степени экранирования. Сердечник в форме бобины можно также полностью экранировать, установив втулку так, чтобы она полностью закрывала бобину. Такая конфигурация применяется во многих экранированных дросселях для поверхностного монтажа.

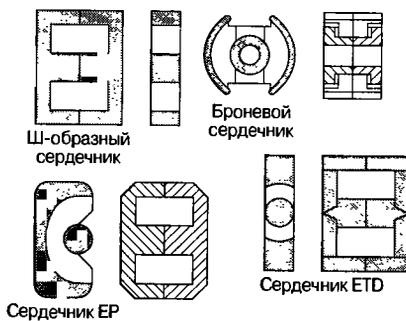


Рис. 8.2. Различные конфигурации сердечников для экранированных дросселей

Все дроссели имеют паразитную ёмкость, возникающую вследствие близкого расположения соседних витков. Обычно она очень мала (так как дроссель с сердечником имеет небольшое число витков), и на рабочих частотах импульсных источников питания её влиянием можно пренебречь.

В случае, когда через дроссель течёт довольно большой постоянный ток, необходимо учитывать величину сопротивления обмоточного провода. В дросселе для источника питания с выходным током 10 А для требуемых 10...20 витков может быть использовано 60 см провода. Если выбрать толщину провода №20 по американскому стандарту AWG (American Wire Gauge), его сопротивление будет всего лишь 0.02 Ом, что, казалось бы, совсем немного. Однако на этих 0.02 Ом бу-

дет рассеиваться 2 Вт тепла (см. Табл. 8.1). Суммарная площадь поверхности 60 см провода №20 составит всего лишь 15 см², поэтому он будет довольно сильно нагреваться. Ещё одна проблема состоит в том, что сопротивление 0.02 Ом при токе 10 А создаёт на дросселе падение напряжения 0.2 В. Такое напряжение весьма значительно для большинства источников питания постоянного тока. В Табл. 8.1 приведён пример зависимости предельно допустимого тока через дроссель от толщины провода и плотности тока. Величина нагрева в этой таблице приведена для однослойных катушек. В многослойных катушках нагрев будет больше.

Таблица 8.1. Зависимость предельно допустимого тока от диаметра провода

Диаметр провода по AWG [мм]	200 А/см ² Нагрев на 5°С	400 А/см ² Нагрев на 15°С	600 А/см ² Нагрев на 30°С	800 А/см ² Нагрев на 45°С
8	16.5	33.0	49.5	66.0
10	10.4	20.8	31.2	41.6
12	6.53	13.1	19.6	26.1
14	4.11	8.22	12.3	16.4
15	3.26	6.52	9.78	13.0
16	2.58	5.16	7.74	10.3
17	2.05	4.10	6.15	8.20
18	1.62	3.25	4.88	6.50
20	1.02	2.05	3.08	4.10

Некоторые производители сердечников, например Micrometals, для представленных в своих каталогах порошковых сердечников из карбонильного железа сообщают данные о зависимости рабочей температуры от диаметра провода.

В стандартных таблицах проводов обычно даётся единственное значение предельно допустимого тока с взятой за основу плотностью тока 300 А/см² для катушек и трансформаторов или 600 А/см² для электропроводки. Это единственное значение задаёт отправную точку для лабораторных измерений. Никто из производителей проводов не даёт подробной информации о взаимозависимостях между плотностью тока, предельно допустимым током, нагревом и диаметром провода. Проще всего взять сердечник, намотать на нём катушку и измерить нагрев, пропуская через неё заданный постоянный ток.

Сопротивление провода текущему в катушке переменному току обусловлено в первую очередь скин-эффектом. Сопротивление проводника увеличивается с ростом частоты. Граничная частота, при которой в проводе с круглым сечением имеет место скин-эффект, рассчитывается по формуле

$$f = 124 / d^2, \quad (8.1)$$

где f измеряется в МГц, а d — в милах (1 мил = 0.025 мм).

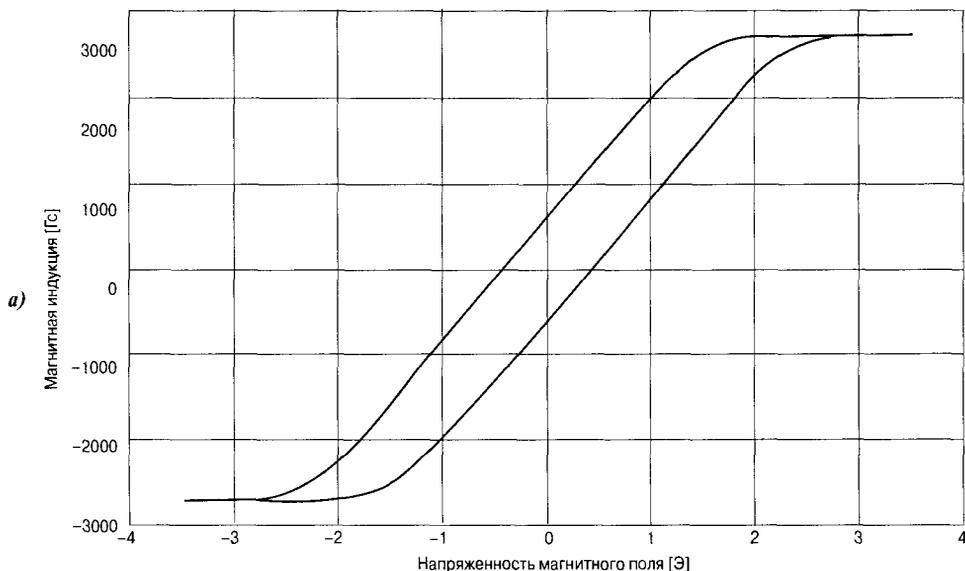
Величину сопротивления, обусловленного скин-эффектом выше граничной частоты, можно снизить, используя несколько параллельных проводов, литцендрат или плоские проводники. Намотка в несколько параллельных проводов снижает сопротивление, вызванное скин-эффектом, но дополнительные витки увеличивают величину ёмкости между обмотками. Литцендрат состоит из нескольких проводников, переплетённых таким образом, чтобы минимизировать ёмкость между ними. Литцендрат наиболее эффективен до частоты 500 кГц. На частотах выше 3 МГц он теряет эффективность вследствие влияния ёмкости между жилами. Плоские проводники (ленты или полоски) для дросселей практически не применяются из-за трудностей в получении требуемого числа витков. Кроме того, использование плоских проводников в дросселе существенно повышает его паразитную ёмкость.

8.2. Характеристики сердечника

Магнитные материалы состоят из очень маленьких магнитных доменов (размерами порядка нескольких молекул). Когда внешнее магнитное поле отсутствует, эти домены ориентированы случайным образом. При появлении внешнего поля домены стремятся выровняться по его силовым линиям. При этом происходит поглощение части энергии поля. Чем сильнее внешнее поле, тем больше доменов полностью выравниваются по нему. Когда все домены окажутся ориентированы по силовым линиям поля, дальнейшее увеличение магнитной индукции не будет влиять на характеристики материала, т. е. будет достигнуто насыщение. По мере того как напряжённость внешнего магнитного поля начинает снижаться, домены стремятся вернуться в первоначальное (хаотичное) положение. Однако некоторые домены сохраняют упорядоченность, а часть поглощённой энергии, вместо того чтобы вернуться во внешнее поле, преобразуется в тепло. Это свойство называется гистерезисом. Потери на гистерезис являются магнитным эквивалентом диэлектрических потерь. Оба вида потерь происходят из-за взаимодействия электронов материала с внешним полем.

На **Рис. 8.3(а)** изображена основная кривая намагничивания, которая представляет собой график зависимости магнитной индукции (B) в материале (служит количественной характеристикой процесса выравнивания доменов) от напряжённости приложенного поля (H), или намагничивающей силы. Форма этой кривой отображает гистерезис материала. Эта классическая кривая намагничивания фактически показывает предельные значения B и H . Если приложить переменное поле с напряжённостью, недостаточной для насыщения, то получится кривая с меньшей замкнутой областью, как показано на **Рис. 8.3(б)**. Подобный процесс происходит в трансформаторе с двухполярным управлением типа двухтактного или мостового. Наконец, если приложить магнитное поле, величина напряжённости которого переменна, а направление не меняется, то получится кривая с ещё меньшей замкнутой областью, как показано на **Рис. 8.3(в)**. Такой процесс может происходить в фильтрующем дросселе понижающего преобразователя.

Зависимость напряжённости магнитного поля от магнитной индукции



Зависимость напряжённости магнитного поля от магнитной индукции без насыщения

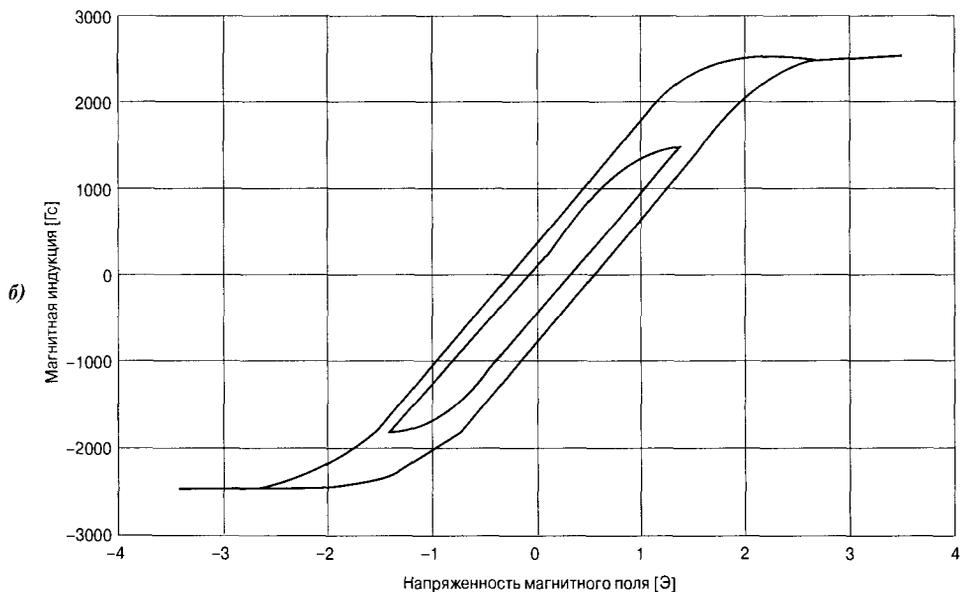
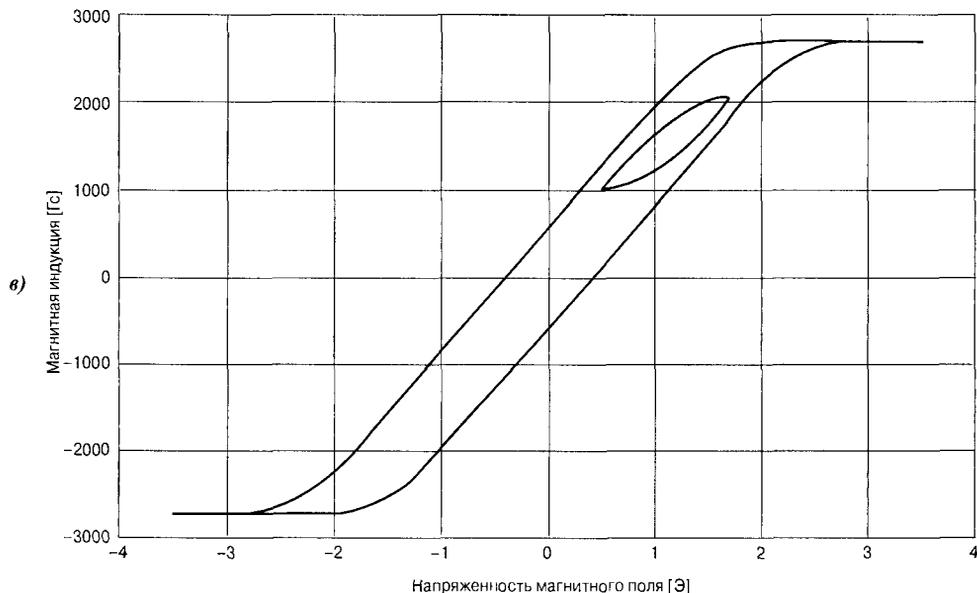


Рис. 8.3. Зависимость магнитной индукции в материале (B) от напряжённости приложенного магнитного поля (H):

a) основная кривая намагничивания;

b) кривая с меньшей замкнутой областью, создаваемая переменным магнитным полем с напряжённостью, недостаточной для насыщения

Зависимость магнитной индукции от напряжённости магнитного поля без насыщения

**Рис. 8.3.** (Продолжение)

в) кривая с ещё меньшей замкнутой областью, создаваемая магнитным полем, направление вектора напряжённости которого не изменяется, а амплитуда — переменная

Напряжённость магнитного поля в сердечнике дросселя определяется из уравнения

$$H = \frac{0.4 \times \pi \times N \times I}{l_c}, \quad (8.2)$$

где N — число витков, I — сила тока в амперах, l_c — длина магнитопровода сердечника в сантиметрах, H измеряется в эрстедах (Э).

Магнитная проницаемость пропорциональна наклону основной кривой намагничивания. На **Рис. 8.4** сердечник работает на двух разных участках кривой намагничивания. Проницаемость — это наклон линии, проходящей через центр рабочей характеристики намагничивания. Проницаемость на **Рис. 8.4(б)** гораздо меньше, чем на **Рис. 8.4(а)**. Когда сердечник насыщается, относительная проницаемость падает до 1, а индуктивность становится примерно такой, какой она была бы без сердечника (обычно очень маленькой). Индуктивность катушки прямо пропорциональна величине магнитной проницаемости сердечника. Дроссель, имеющий сердечник с относительной проницаемостью 20, будет иметь индуктивность вдвое большую, чем такой же дроссель, но имеющий сердечник с проницаемостью 10.

Если приложить к дросселю изменяющееся напряжение, напряжённость магнитного поля будет изменяться на различных участках сердечника. Если сердеч-

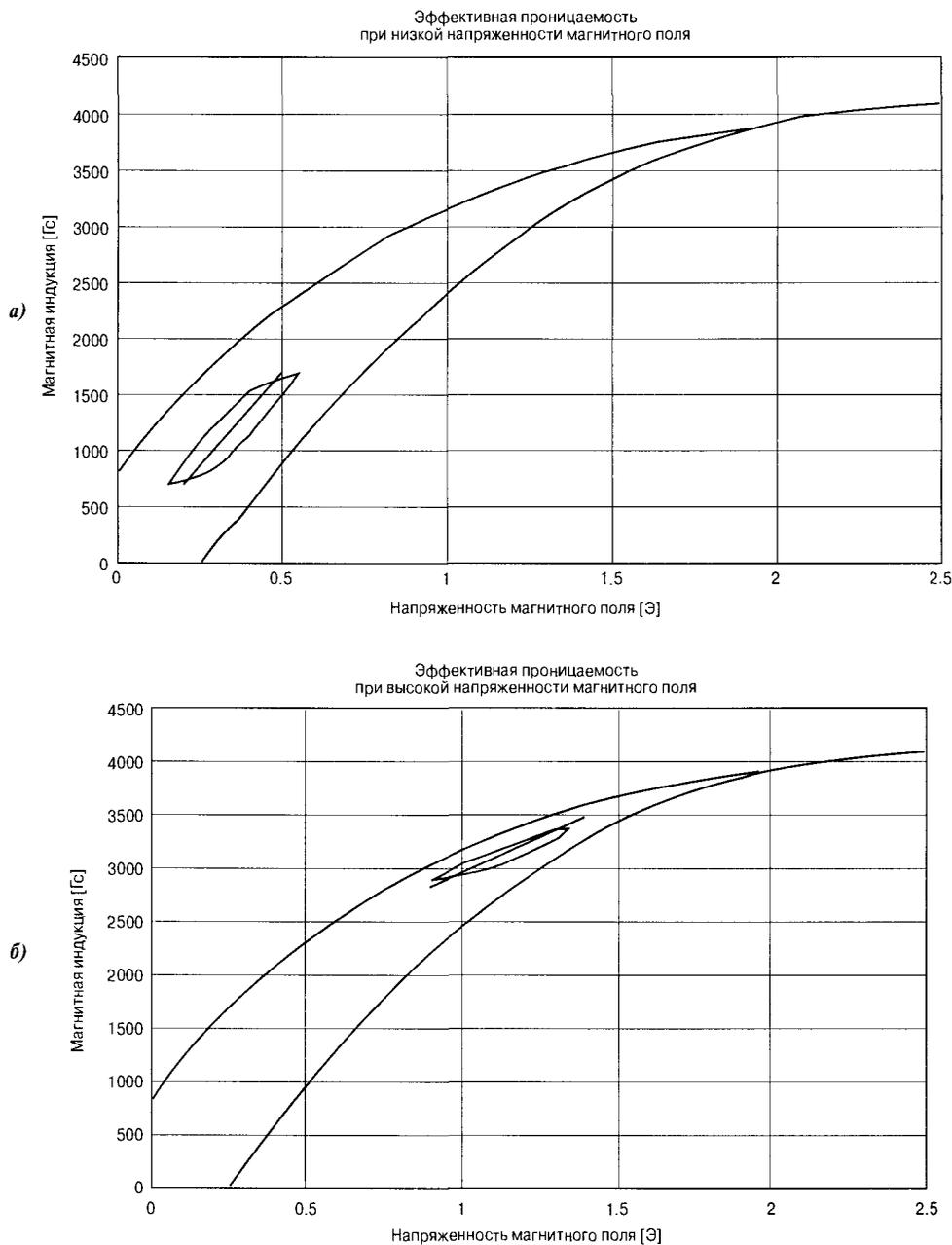


Рис. 8.4. Сердечник, работающий на двух разных участках кривой намагничивания; магнитная проницаемость на рисунке (б) гораздо меньше, чем на рисунке (а)

ник изготовлен из материала с низким сопротивлением, например из железа, это переменное поле будет создавать в материале сердечника небольшие контуры тока. Магнитное поле такого тока противоположно приложенному полю и приводит к нагреву сердечника. Этот ток называется вихревым. Вырабатываемые вихревыми токами в сердечнике тепло обуславливает эквивалентное сопротивление дросселя переменному току. Физические размеры области вихревого тока обратно пропорциональны частоте магнитного поля. Чем выше частота, тем меньше амплитуда образующихся вихревых токов, но больше их количество в объёме материала, что означает большие суммарные потери. Для снижения вихревых токов на промышленных и звуковых частотах трансформаторные железо или сталь формируются в виде тонких листов. Железо и сталь редко применяются для сердечников дросселей на частотах выше промышленной, так как потери на вихревые токи становится невозможно ограничивать путём уменьшения толщины пластин.

В дросселях для импульсных источников питания применяются только два материала сердечника — феррит и порошковое железо.

Феррит — это керамический материал, состоящий из смеси оксидов магнитных металлов с оксидом железа. Самые популярные магнитные материалы — марганец-цинк и никель-цинк. Магнитные материалы смешиваются с органическим связующим веществом и обжигаются в печи до образования керамики. Ферриты можно производить в большом разнообразии форм, просто изменяя формовку. После обжига их также можно подвергать машинной обработке с целью сглаживания поверхности и подгонки размеров. Ферритовые сердечники для мощных компонентов изготавливаются обычно из смеси марганца с цинком, чтобы повысить магнитную проницаемость. Потери на вихревые токи в феррите довольно малы благодаря изоляционным свойствам оксидов и связующего вещества. Сопротивление материала довольно велико по сравнению с металлами (выше на три-четыре порядка). Потери на вихревые токи возрастают с ростом частоты, но эти потери мизерны по сравнению с потерями в листовой стали.

В каталогах и документации существует понятие «магнитомягкие ферриты». Здесь нет ничего общего с механической твёрдостью материала, термин относится к форме кривой намагничивания материала. Магнитомягкие ферриты обладают довольно низким значением остаточной намагниченности после снятия напряжённости магнитного поля, тогда как магнитотвёрдые ферриты имеют остаточную намагниченность, почти равную магнитной индукции насыщения. Керамические постоянные магниты являются «магнитотвёрдыми ферритами».

Порошковые сердечники производятся из мелких крупинок железных или других сплавов, покрытых изоляционным материалом, которые прессуются и запекаются. Порошковые сердечники обычно бывают тороидальными или стержневыми, но некоторые производители выпускают и другие формы, например Ш-образные. Размер крупинок порошка определяет верхнюю граничную частоту вследствие потерь на вихревые токи.

В мощных дросселях сердечники образуют, как правило, замкнутый магнитный контур, чтобы магнитное поле находилось целиком внутри дросселя. Величина магнитной индукции и, следовательно, энергии, которая может удержи-

ваться в сердечнике, является характеристикой материала. Величину магнитного потока в замкнутой магнитной цепи можно существенно увеличить, если ввести в контур очень маленький воздушный зазор. Так как относительная магнитная проницаемость воздуха равна 1, а магнитного материала — многим тысячам, большая часть магнитной энергии накапливается в магнитном потоке внутри воздушного зазора. Наличие воздушного зазора снижает эффективную проницаемость сердечника и наклоняет кривую намагничивания, как показано на **Рис. 8.5** для того же материала, что и на **Рис. 8.4**. Обратите внимание, что насыщение наступает при напряжённости магнитного поля около 25 Э вместо 2.5 Э. Воздушный зазор эффективно увеличивает требуемую для насыщения напряжённость магнитного поля вследствие того, что большая часть напряжённости накапливается именно в нём.

Кривая намагничивания сердечника с воздушным зазором

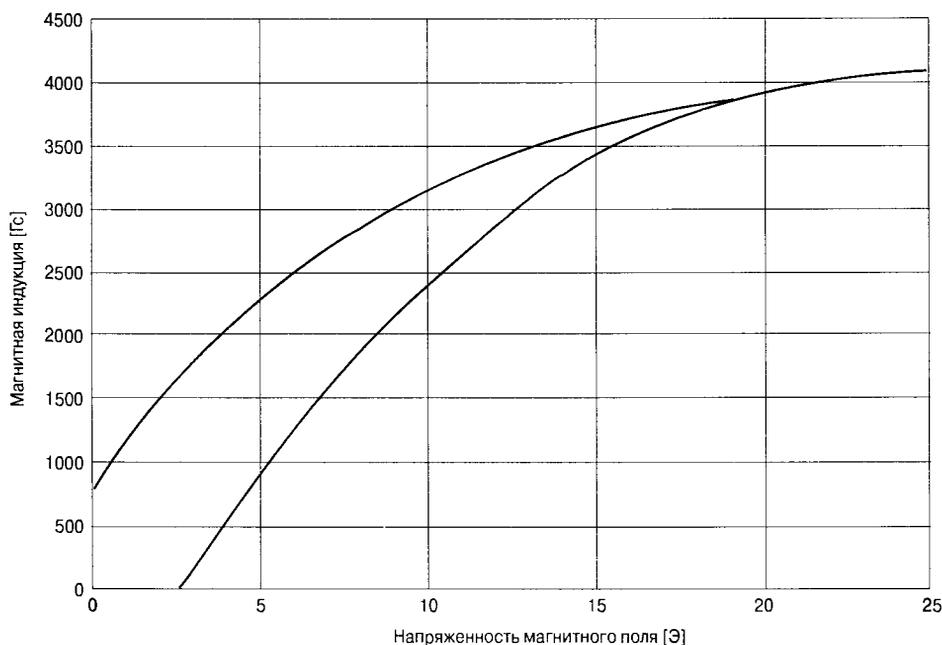


Рис. 8.5. Воздушный зазор снижает эффективную проницаемость сердечника и наклоняет кривую намагничивания (материал сердечника тот же самый, что и на **Рис. 8.4**)

Небольшой зазор в ферритовых сердечниках производится машинной обработкой одной из сопряжённых поверхностей. Сердечники из порошкового железа изначально имеют распределённый зазор, обеспечиваемый изолирующим связующим веществом вокруг каждой железной крупинки. Такой распределённый зазор является важнейшим преимуществом, если речь идёт о мощных дросселях. Сердечник с дискретным зазором представляет собой потенциальный источник электромагнитных помех. Вполне возможно, что магнитное поле зазора в дроссе-

ле будет оказывать мешающее влияние на другие компоненты системы. Также возможно, что и другие компоненты системы будут влиять на поле в дросселе. Если требуется сердечник с зазором, лучше применять большой сердечник с маленьким зазором, чем маленький сердечник с большим зазором, чтобы минимизировать поля рассеяния. К тому же при маленьком зазоре проще управлять индуктивностью. Чем больше зазор, тем более сильное влияние на магнитное поле сердечника оказывают внешние факторы, например обмотки трансформатора.

Существует несколько форм сердечников, обеспечивающих замкнутую магнитную цепь с соответствующим экранированием магнитного поля. Ш-образные сердечники с зазором в центральном плече обеспечивают среднюю величину экранирования. Самую большую величину экранирования обеспечивают броневые сердечники, и в них легко реализуется зазор. Однако они очень плохо рассеивают тепло, и на них сложно наматывать катушки толстым проводом. Сердечники марок RM, DS и RS — это разновидности классического броневых сердечника, лучше рассеивающие тепло и позволяющие наматывать толстый провод. Эти сердечники поддерживают соответствующее магнитное экранирование с зазором в центральном штыре. Все производители сердечников поставляют эти стандартные формы с выработанным зазором в центральном плече для применения в дросселях. Дроссель можно собрать из одной половинки сердечника с зазором и другой половинки без зазора или из обеих половинок с зазором. Комбинации стандартных величин зазоров и сердечников без зазора обеспечивают гибкость при проектировании дросселя. Главным преимуществом дросселей с ферритовым сердечником является то, что обмотка наматывается станком на пластиковой бobbине, а затем из обмотки и двух половинок сердечника собирается дроссель. В завершение половинки сердечника обычно склеиваются. Стандартные зазоры устанавливаются для конкретного значения коэффициента индуктивности A_L , поэтому могут встретиться разные стандартные величины зазоров для разных материалов.

Потери на гистерезис в сердечнике пропорциональны частоте приложенного переменного напряжения и создаваемой им переменной магнитной индукции. На **Рис. 8.6** представлено семейство кривых потерь мощности для типичного ферритного материала Magnetics Type R. Фактическая величина мощности, поглощённой из обмотки и преобразованной в тепло, зависит от переменной магнитной индукции и объёма сердечника. На **Рис. 8.7** показаны коэффициенты качества (произведение B на f) для нескольких ферритных материалов фирм Magnetics и Ferroxcube при потерях 300 мВт/см^3 . Переменную магнитную индукцию в дросселе можно определить по формуле:

$$B = \frac{E_{\text{AVG}} \times 10^8}{4 \times A \times N \times f} [\text{Гс}] = \frac{L \times \Delta I \times 10^8}{2 \times A \times N}, \quad (8.3)$$

где A — площадь сечения магнитопровода в см^2 , N — число витков, f — частота в Гц, E_{AVG} — приложенное переменное напряжение прямоугольной формы в вольтах.

Температура влияет на целый ряд параметров магнитного сердечника. На **Рис. 8.8** изображены зависимости магнитной проницаемости и потерь в сердеч-

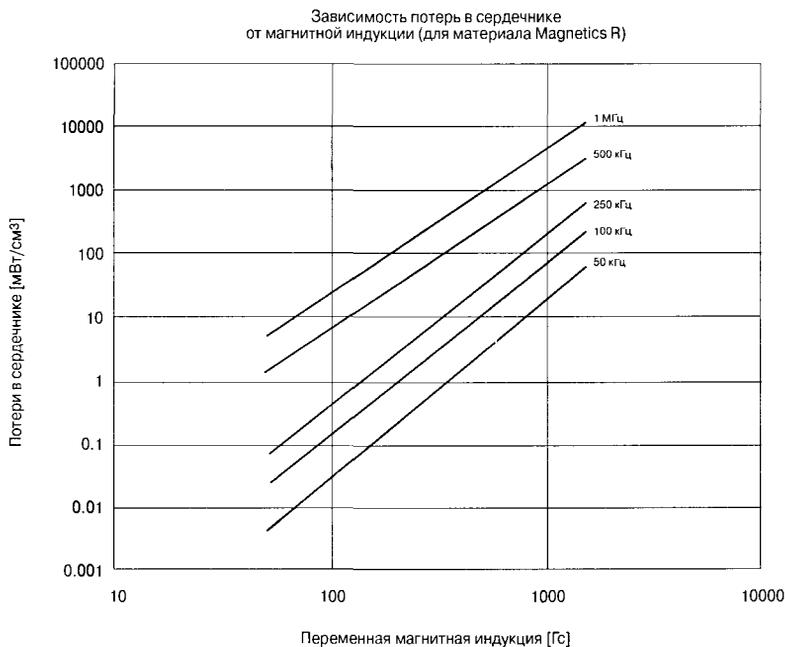


Рис. 8.6. Семейство кривых потерь мощности для типичного ферритного материала Magnetics R

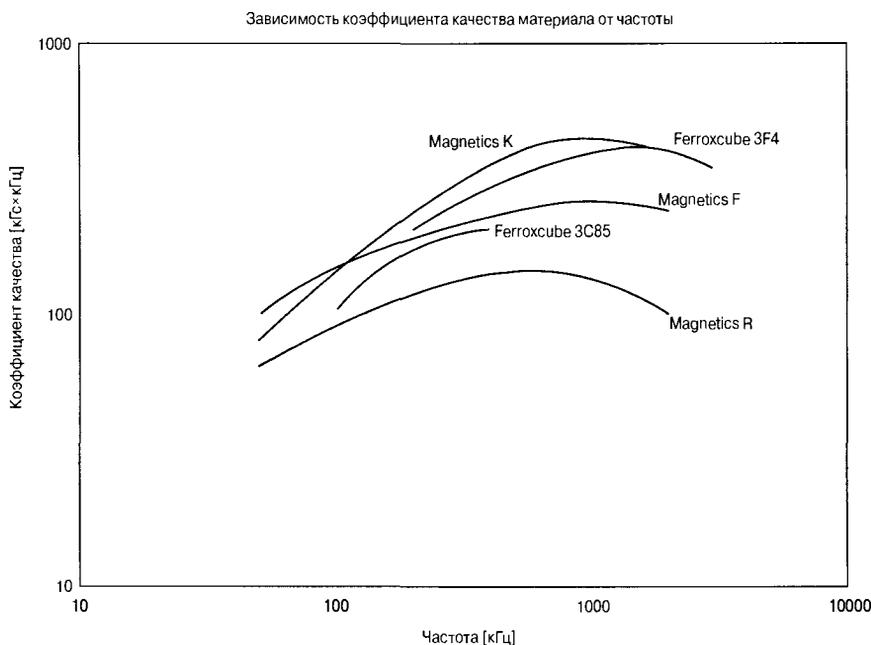


Рис. 8.7. Коэффициенты качества ($B \times f$) для нескольких ферритных материалов фирм Magnetics и Ferroxcube при потерях 300 мВт/см³

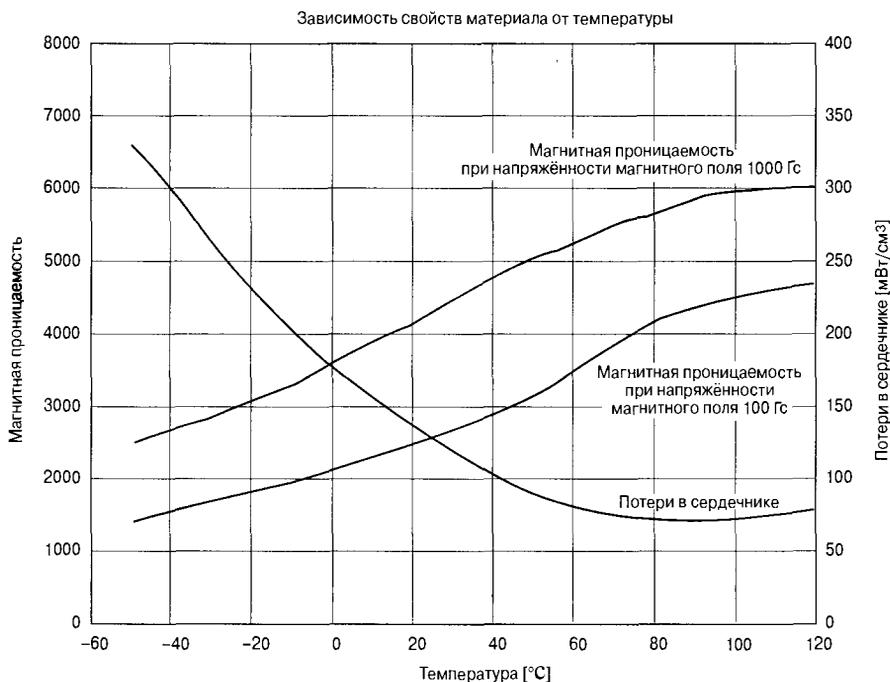


Рис. 8.8. Зависимости магнитной проницаемости и потерь в сердечнике от температуры для ферритного материала Magnetics Type R

нике от температуры для ферритного материала Magnetics R. Магнитная проницаемость при температуре Кюри резко падает до единицы. К счастью, прежде чем большинство магнитных материалов достигнут температуры Кюри, расплавятся другие части катушки.

Из-за постоянного тока подмагничивания проницаемость порошковых сердечников постепенно снижается с увеличением напряжённости магнитного поля. На **Рис. 8.9** изображены зависимости величины снижения проницаемости от напряжённости магнитного поля для нескольких материалов Micrometals. Вызванная приложенным переменным напряжением магнитная индукция оказывает на проницаемость противоположный эффект, как показано на **Рис. 8.10**. Результатом действия обоих этих эффектов для фильтрующих дросселей в импульсных источниках питания оказывается практическое отсутствие изменений магнитной проницаемости. На **Рис. 8.11** показано изменение магнитной проницаемости в зависимости от частоты. Изменение индуктивности от частоты в области рабочих частот импульсных источников питания будет мизерным. Порошковые сердечники имеют ту же зависимость потерь в сердечнике от переменной магнитной индукции, что и ферриты. На **Рис. 8.12** показаны зависимости потерь в сердечнике от переменной магнитной индукции и частоты для материала Micrometals –26. Все порошковые материалы сердечников фирмы Micrometals обладают положительным температурным коэффициентом магнитной проницаемости.

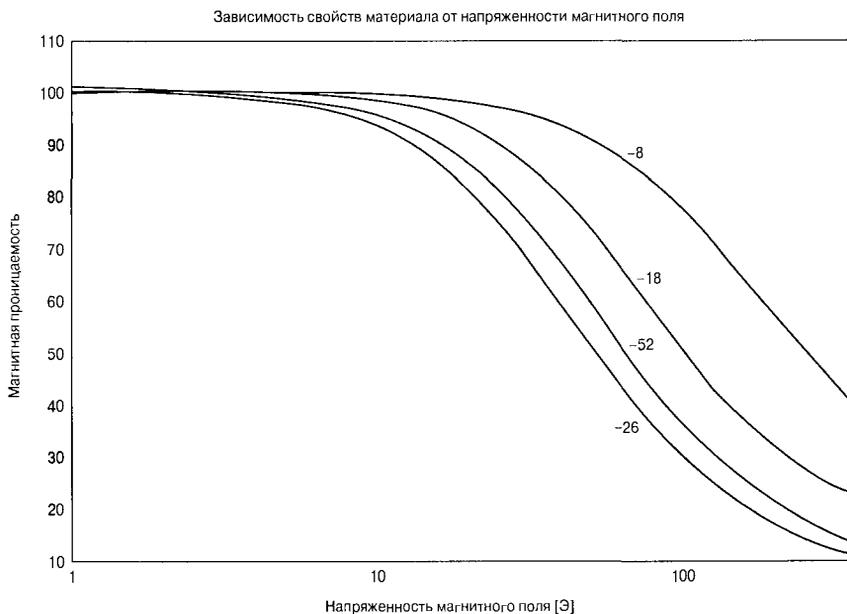


Рис. 8.9. Зависимости величины снижения проницаемости от напряжённости магнитного поля для нескольких материалов Micrometals

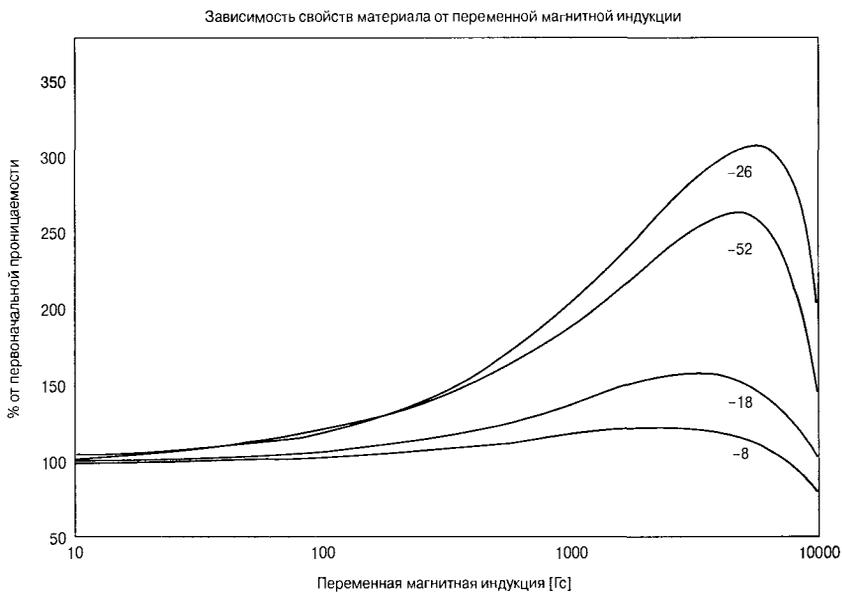


Рис. 8.10. Влияние переменной магнитной индукции на магнитную проницаемость

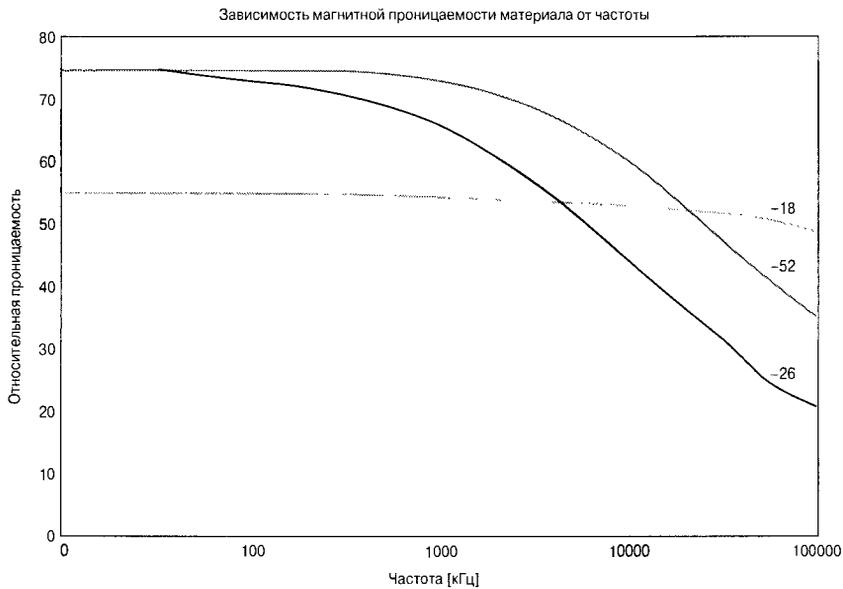


Рис. 8.11. Зависимость магнитной проницаемости от частоты

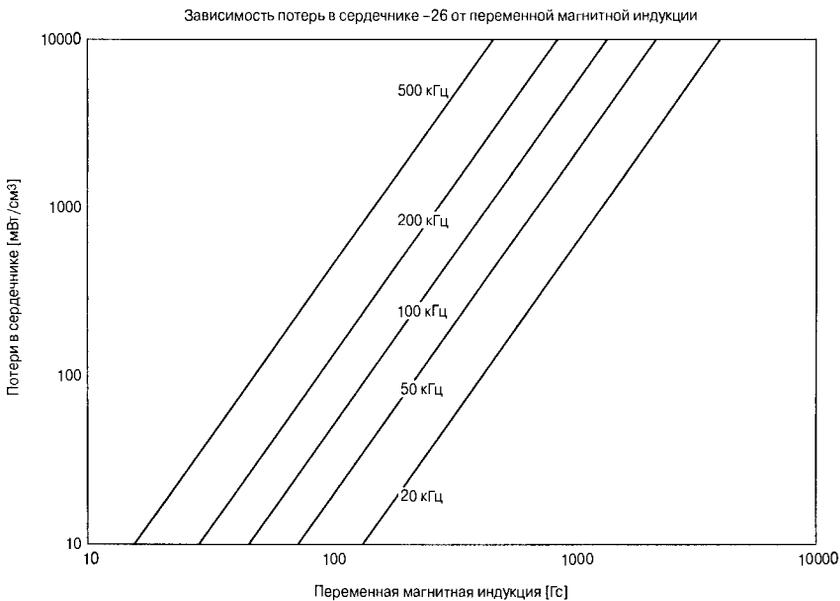


Рис. 8.12. Зависимости потерь в сердечнике от переменной магнитной индукции и частоты для материала Micrometals -26

8.3. Расчёт порошкового тороидального сердечника дросселя

В прямоходовых и понижающих стабилизаторах для сглаживания прямоугольных импульсов требуется дроссель. Эти источники питания работают обычно в непрерывном режиме, поэтому ток имеет большую постоянную составляющую с маленькой переменной составляющей. Большой постоянный ток подмагничивания в обмотке создаёт в сердечнике очень большое магнитное поле. Почти всегда требуется иметь воздушный зазор в сердечнике, чтобы не происходило его насыщения. Для сглаживающих дросселей часто выбираются порошковые тороидальные сердечники, отличающиеся низкой стоимостью, возможностью контролировать величины проницаемости и электромагнитных помех, а также простотой сборки.

Материалы фирмы Micrometals —26 (жёлто-белая маркировка) и —52 (зелёно-голубая маркировка) — самые дешёвые из порошковых материалов для сердечников. Под воздействием различных факторов окружающей среды их магнитная проницаемость может сильно изменяться. Материал —52 рекомендуется для частот выше 100 кГц, а материал —26 — для частот ниже 100 кГц. Если нагрузкой проектируемой вами схемы импульсного источника питания является устройство с широким диапазоном потребляемого тока (например, радиопередатчик или звуковой усилитель мощности) и необходимо, чтобы выходная индуктивность была постоянной, то предпочтительнее применять материалы —18 и —8. Они обладают намного более стабильными характеристиками при изменениях магнитной индукции, напряжённости магнитного поля и частоты. Но при этом их проницаемость (55 и 35) ниже, а стоимость примерно вдвое выше при одинаковых габаритах. К тому же потребуются больший сердечник, поэтому его окончательная стоимость будет в 4 раза выше, чем сердечника из материала —26 или —52.

В Табл. 8.2 указывается максимальное число витков, которые умещаются в один слой на различных тороидальных сердечниках фирмы Micrometals. В Табл. 8.3 приведены длины магнитопроводов для различных типоразмеров сердечников. Нужно также учитывать изменения первоначальной магнитной проницаемости в зависимости от величины от постоянной магнитной индукции. Эти таблицы — сокращённые версии таблиц из каталога фирмы Micrometals.

Таблица 8.2. Зависимость числа витков однослойной обмотки от диаметра провода по AWG

Диаметр провода [мм]	T-200	T-130	T-106	T-94
10	33	20	12	12
12	43	25	16	16
14	54	32	21	21
16	69	41	28	28
18	88	53	37	37
20	111	67	47	47

Таблица 8.3. Магнитные характеристики различных тороидальных сердечников фирмы Micrometals

Сердечник	Длина магнитопровода [см]	Площадь сечения [см ²]	Объём [см ³]
T-94	5.97	0.362	2.16
T-106	6.49	0.659	4.28
T-130	8.28	0.361	2.99
T-200	13.0	1.27	16.4

Приведём пример проектирования дросселя для прямоходового преобразователя. Для схемы требуется индуктивность 15 мкГн при максимальном постоянном токе 20 А с максимальными пульсациями 2 А. Ограничим нагрев значением 40°С, таким образом, мы можем пользоваться в таблице проводов колонкой 600 А/см². При этом оставшийся нагрев на 10°С «отведём» сердечнику. Начнём с сердечника T-206-26 и посмотрим, получится ли спроектировать требуемый дроссель. Мы выбрали этот сердечник, поскольку он имеет подходящие габариты и сделан из дешёвого материала. Коэффициент индуктивности (A_L) этого сердечника составляет 900 мкГн на 100 витков. Сначала рассчитаем требуемое число витков:

$$N = 100 (L/A_L)^{1/2} = 100 \times (15/900)^{1/2} = 100 \times (0.0167)^{1/2} = 13 \text{ витков.} \quad (8.4)$$

Из **Табл. 8.2** видно, что на этом сердечнике умещается 13 витков провода №12. По **Табл. 8.1** определяем, что для провода №12 предельный ток равен 19.6 А. Это достаточно близко к заданному значению 20 А. Теперь проверим, укладываются ли магнитные параметры в максимально допустимые для сердечника. Уравнение 8.5 даёт напряжённость магнитного поля в сердечнике.

$$H = (0.4 \times \pi \times N \times I) / l = (0.4 \times \pi \times 13 \times 20) / 6.49 = 50.3 \text{ Э.} \quad (8.5)$$

По **Рис. 8.9** проверяем, что величина напряжённости 50 Э находится ниже точки насыщения.

Используя **Рис. 8.9**, мы можем рассчитать изменение магнитной проницаемости от постоянного подмагничивания. Значению напряжённости поля, равному 50.3 Э, соответствует снижение проницаемости на 50%.

Теперь подкорректируем число витков, основываясь на полученной (сниженной) величине проницаемости:

$$N = 100 (L/(A_L \times 0.51))^{1/2} = 100 \times (15/(900 \times 0.50))^{1/2} = 18 \text{ витков.} \quad (8.6)$$

Следующим шагом станет вычисление потерь в сердечнике и увеличения проницаемости вследствие переменной магнитной индукции. Так как **Рис. 8.10** демонстрирует увеличение проницаемости, попробуем использовать 13 витков в надежде, что снижение проницаемости из-за постоянного подмагничивания и её повышение из-за переменной индукции компенсируют друг друга:

$$B = \frac{2 \text{ А} \times 15 \text{ мкГн} \times 10^8}{2 \times 0.659 \times 13} = 175 \text{ Гс.} \quad (8.7)$$

Мы видим, что из-за переменной магнитной индукции магнитная проницаемость увеличится примерно на 30%. Если мы увеличим число витков с учётом комбинированного действия обоих рассмотренных нами эффектов (50% × 130%), то для получения необходимой индуктивности нам потребуется 16 витков. Теперь с помощью **Рис. 8.12** можно рассчитать нагрев из-за переменной магнитной индукции.

$$\text{Мощность} = 120 \text{ мВт/см}^3 \times 4.28 = 510 \text{ мВт}. \quad (8.8)$$

Вычислим нагрев:

$$\Delta T = (\text{мощность в мВт} / \text{площадь поверхности в см}^2)^{0.833} = (510/26.5)^{0.833} = 11.7^\circ\text{C}. \quad (8.9)$$

К сожалению, площадь поверхности сердечника нужно вычислять самим. Производитель не предоставляет информацию по этому параметру.

На данном сердечнике 18 витков провода №12 в один слой не уместятся, поэтому оставшиеся два витка мы поместим поверх первого слоя. При этом немного возрастёт нагрев, но у нас есть достаточный запас. При максимальном токе наш дроссель нагреется скорее всего на 45°C.

Если нас сильно беспокоит нагрев, мы можем заново рассчитать сердечник, чтобы снизить магнитную индукцию. Сначала выберем материал с более низкими потерями на частоте коммутации. На частоте 100 кГц материалы –52, –8 и –18 имеют меньшие потери, чем –26. Так как материал –52 имеет почти одинаковое с –26 значение коэффициента индуктивности A_L , число витков остаётся тем же самым. Для нашего 16-виткового дросселя потери мощности составят:

$$\text{Мощность} = 80 \text{ мВт/см}^3 \times 4.28 = 340 \text{ мВт}; \quad (8.10)$$

$$\Delta T = (\text{мощность в мВт} / \text{площадь поверхности в см}^2)^{0.833} = (340/26.5)^{0.833} = 8.4^\circ\text{C}. \quad (8.11)$$

Итак, мы видим, что при переходе на лучший материал потери в сердечнике снизились на 30%. Если захотим ещё больше снизить потери, нам понадобится более дорогой материал –18. При этом потребуется сердечник больших габаритов. Нагрев зависит и от объёма сердечника, и от площади его поверхности. Обратите внимание, что объём сердечника пропорционален кубу диаметра, а площадь поверхности — квадрату диаметра. Потери мощности прямо пропорциональны объёму, поэтому в больших сердечниках мы должны снижать переменную магнитную индукцию. При переходе на материал –18 получается большее число витков для снижения B , но мы будем иметь большие габариты сердечника. Можно проверить, даст ли сердечник T-130-18 меньшие потери:

$$N = 100 (L/A_L)^{1/2} = 100 \times (15/580)^{1/2} = 100 \times (0.0167)^{1/2} = 16 \text{ витков}; \quad (8.12)$$

$$H = (0.4 \times \pi \times N \times l) / l = (0.4 \times \pi \times 16 \times 20) / 8.28 = 48.6 \text{ Э}. \quad (8.13)$$

Под влиянием постоянной магнитной индукции проницаемость снизится до 74%.

$$N = 100 (L/(A_L \times 0.74))^{1/2} = 100 \times (15/(580 \times 0.74))^{1/2} = 19 \text{ витков}. \quad (8.14)$$

$$B = \frac{2 \text{ А} \times 15 \text{ мкГн} \times 10^8}{2 \times 0.698 \times 19} = 113 \text{ Гс}; \quad (8.15)$$

$$\text{Мощность} = 24 \text{ мВт/см}^3 \times 5.78 = 138 \text{ мВт}. \quad (8.16)$$

$$\Delta T = (\text{мощность в мВт} / \text{площадь поверхности в см}^2)^{0.833} = (138/29.4)^{0.833} = 3.6^\circ\text{С}. \quad (8.17)$$

Таким образом мы убедились, что более дорогой сердечник удовлетворяет требуемой температуре с большим запасом. Как вариант, можно увеличить индуктивность дросселя из материала –26 так, чтобы ток пульсаций снизился вдвое. Это возможно, если для схемы приемлема более медленная переходная характеристика.

Числитель в уравнении магнитной индукции останется неизменным (ток вдвое уменьшится, но индуктивность вдвое увеличится), поэтому нам нужно увеличить число витков, чтобы снизить магнитную индукцию. Индуктивность является функцией A_L и N в квадрате. Эта зависимость справедлива до тех пор, пока A_L не вырастет в 1.414 раза, когда потребуется больший сердечник. В большем сердечнике скорее всего возрастут потери вследствие увеличения объёма по отношению к площади поверхности. Единственный способ проверить сердечник Т-130-26 для индуктивности 30 мкГн — это ещё раз провести вычисления.

$$N = 100 (L/A_L)^{1/2} = 100 \times (30/810)^{1/2} = 100 \times (0.037)^{1/2} = 19 \text{ витков}; \quad (8.18)$$

$$H = (0.4 \times \pi \times N \times I) / l = (0.4 \times \pi \times 19 \times 20) / 8.28 = 57.6 \text{ Э}. \quad (8.19)$$

Из-за влияния постоянной магнитной индукции проницаемость снизится до 46%.

$$N = 100 (L/(A_L \times 0.46))^{1/2} = 100 \times (30/(810 \times 0.46))^{1/2} = 28 \text{ витков}; \quad (8.20)$$

$$B = \frac{1 \text{ А} \times 30 \text{ мкГн} \times 10^8}{2 \times 0.698 \times 28} = 77 \text{ Гс}; \quad (8.21)$$

$$\text{Мощность} = 30 \text{ мВт/см}^3 \times 5.78 = 173 \text{ мВт}; \quad (8.22)$$

$$\Delta T = (\text{мощность в мВт} / \text{площадь поверхности в см}^2)^{0.833} = (173/29.4)^{0.833} = 4.4^\circ\text{С}. \quad (8.23)$$

Этот сердечник подошёл благодаря меньшему значению коэффициента индуктивности A_L по сравнению с сердечником Т-106-26 и большему значению H . Однако больший сердечник в основном даёт большее значение A_L , поэтому менее выгодно переходить к нему. Большее значение коэффициента A_L означает, что увеличение числа витков не успевает компенсировать возрастание объёма сердечника.

8.4. Выбор сердечника для повышающего преобразователя

Только что рассчитанный нами сердечник для понижающего преобразователя работает в зоне действия положительной обратной связи. С увеличением тока индуктивность снижается, что ещё больше увеличивает ток. Для понижающих пре-

образователей, использующих сердечники из материала —26, требуется ограничение тока во избежание пагубных последствий эффекта обратной связи. В повышающих преобразователях сердечники работают с гораздо большими напряжённостями магнитного поля и меньшими значениями индуктивности. Тем более важно провести оценку сердечника при всех условиях работы, чтобы учесть возможность его насыщения. Проектирование дросселя без учёта положительной обратной связи по температуре приведёт к весьма рискованным последствиям.

Выберем дроссель для второй схемы повышающего преобразователя из главы 4. Требуется дроссель индуктивностью 15 мкГн на частоте 1.4 МГц с током пульсаций 100 мА и постоянным током 450 мА при входном напряжении 2.6 В. Требуемый ток довольно мал, поэтому можно просто купить серийный дроссель у компании, к примеру, Coilcraft, Toko или JW Miller. На сайте фирмы Coilcraft представлены очень подробные расчётные таблицы, с которыми вы можете сверить свои расчёты и составить список дросселей, подходящих для вашей схемы. Производители катушек индуктивности определяют предельно допустимый ток дросселей, исходя из снижения индуктивности вследствие постоянного подмагничивания и нагрева из-за потерь под действием переменной (вызванной приложенным переменным напряжением) магнитной индукции. Фирма Coilcraft определяет ток насыщения как точку, в которой индуктивность снижается на 10% вследствие постоянного подмагничивания, и указывает величину нагрева вследствие переменной индукции. Требованиям нашей схемы удовлетворяют почти 50 различных дросселей, включая компоненты для поверхностного монтажа, с аксиальными выводами, экранированные и неэкранированные. Многообещающе выглядят два экранированных дросселя для поверхностного монтажа: DS3316P-153 и MSS6132-153. Применяемые в них сердечники не подвержены снижению индуктивности из-за постоянного подмагничивания.

Для схем повышающего преобразователя с более высоким током требуется специально рассчитанный дроссель. Для первого примера повышающего преобразователя из главы 4 требуется дроссель индуктивностью 32 мкГн на частоте 100 кГц с постоянным током подмагничивания 20.8 А и переменным током 4.2 А. Исходя из опыта проектирования дросселя для понижающего преобразователя, мы знаем, что вряд ли порошковый сердечник будет работать с переменными пульсациями этого источника питания без чрезмерного нагрева. Выберем для нашего дросселя Ш-образный сердечник из материала Magnetics Type R. Этот материал хорош тем, что его магнитная проницаемость возрастает с ростом температуры и с увеличением магнитной индукции, как показано на **Рис. 8.6**, **Рис. 8.7** и **Рис. 8.8**. Видно также, что потери этого сердечника постепенно снижаются с ростом температуры до 100°C. График зависимости проницаемости от магнитной индукции демонстрирует, что нам следует удерживать индукцию ниже 2000 Гс, чтобы избежать падения индуктивности вследствие насыщения.

Для обмоток дросселя фирма Magnetics рекомендует использовать провод, допустимая плотность тока в котором составляет 400 А/см² (см. **Табл. 8.1**). Для нашего максимального постоянного тока подходит провод №10. По уравнению граничной частоты скин-эффекта мы видим, что в проводе №10 скин-эффект начи-

нается с частоты 12 кГц, поэтому нам нужно принять во внимание дополнительные потери вследствие этого. На **Рис. 8.13** показана предоставленная фирмой Magnetics номограмма зависимости коэффициента индуктивности A_L от максимальной величины накапливаемой энергии для различных Ш-образных сердечников. Величина накапливаемой энергии пропорциональна LI^2 .

Номограмма выбора Ш-образного сердечника

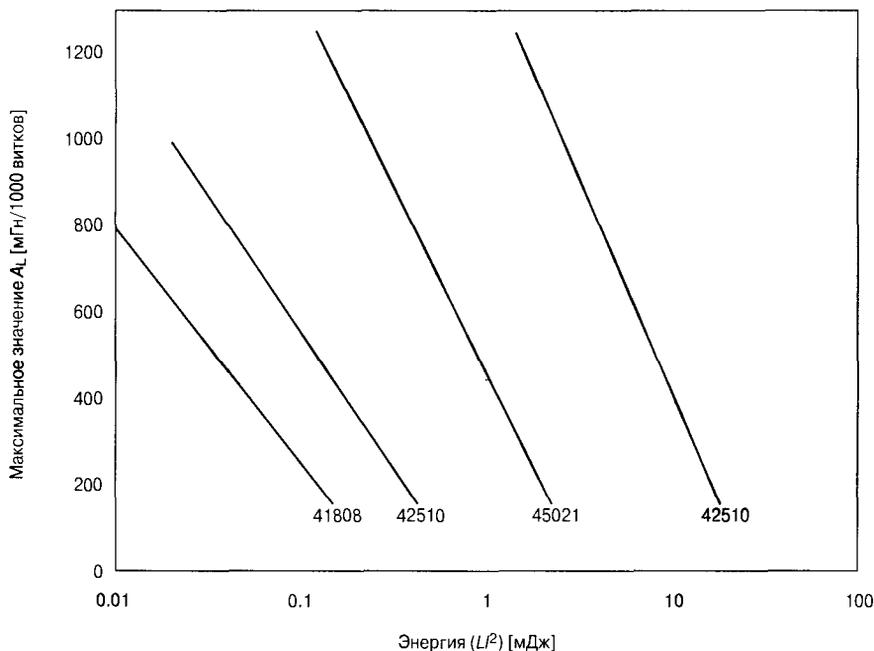


Рис. 8.13. Номограмма зависимости коэффициента индуктивности A_L от максимальной величины накапливаемой энергии для различных Ш-образных сердечников

Максимальный ток в нашей схеме равен 22.9 А, поэтому $LI^2 = (32 \text{ мкГн} \times 22.9 \times 22.9) = 17 \text{ мДж}$. По **Рис. 8.13** видим, что для нашего дросселя подходит или сердечник 45021-ЕС с A_L до 160, или сердечник 45528-ЕС с A_L до 550. Справочные данные по сердечнику 45021 указывают на то, что для $A_L = 160$ требуется зазор шириной 0.25 см, что для нашей схемы не очень подходит. В справочных данных по сердечнику 45528-ЕС указывается, что зазору 0.063 см соответствует значение $A_L = 500$. Для стандартной величины зазора в номограмме указывается $A_L = 400$. Для данного сердечника подойдет зазор 0.09 см и материал Type R.

Теперь мы можем вычислить число витков и другие параметры. Обратите внимание, что коэффициент A_L измеряется в мГн/1000 витков, тогда как в порошковых сердечниках A_L измеряется в мкГн/100 витков.

$$N = 100 \times \sqrt{\frac{0.032 \text{ мГн}}{400}} = 9 \text{ витков}; \quad (8.24)$$

$$B = (L \times \Delta I \times 10^8) / (2 \times A \times N) = (32 \text{ мкГн} \times 2.1 \times 10^8) / (2 \times 3.5 \times 9) = 110 \text{ Гс}; \quad (8.25)$$

$$\text{Мощность} = 0.15 \text{ мВт/см}^3 \times 43.1 = 6.5 \text{ мВт}. \quad (8.26)$$

Нагрев из-за переменной индукции будет незначительным.

Можно использовать шесть проводников №18 в параллельной намотке, чтобы снизить скин-эффект и при этом получить предельно допустимый ток, эквивалентный проводу №10. Такой дроссель, несомненно, будет иметь большую паразитную ёмкость между витками. Ещё один вариант — скрутить вместе семь проводников №19, чтобы получить эквивалент одного провода №10. Можно взять различные варианты проводов и в лабораторных условиях измерить потери, чтобы оценить влияние диаметры провода на производительность.

ВЫБОР ТРАНСФОРМАТОРА

- Характеристики трансформатора
- Вопросы безопасности
- Анализ практических конструкций
- Выбор сердечника трансформатора прямоходового преобразователя
- Сердечники для обратных ходовых преобразователей
- Выбор сердечника для индуктивно-связанных дросселей обратного ходового преобразователя

В базовых схемах, описанных в предыдущих главах, подразумевалось, что используются идеальные трансформаторы. Реальные трансформаторы обладают также индуктивностью, сопротивлением и ёмкостью. Потери в материале сердечника выражаются через эквивалентное сопротивление. В этой главе при проектировании трансформатора мы будем учитывать те же факторы, что и для дросселя. Обязательно следует принимать во внимание потери в обмотках и сердечнике, чтобы трансформатор не расплавился. Мы также рассмотрим индуктивно-связанные дроссели, применяемые в обратных ходовых схемах.

9.1. Характеристики трансформатора

В идеальном трансформаторе ток в первичной обмотке не может течь, если цепь вторичной обмотки разомкнута. В реальном же трансформаторе при разомкнутой цепи вторичной обмотки в первичной обмотке течёт небольшой ток холостого хода, вызванный наличием индуктивности намагничивания первичной обмотки и создающий магнитный поток, намагничивающий сердечник трансформатора, индуктивность намагничивания должна быть достаточно велика, чтобы ток холостого тока составлял лишь небольшую долю тока первичной обмотки при работе трансформатора на нагрузку. При передаче мощности идеальный трансформатор можно представить как параллельно включённые индуктивность намагничивания и резистор с очень малым сопротивлением. Ток в индуктивности намагничивания смещён по фазе относительно приложенного синусоидального напряжения на 90° , поэтому потребления активной мощности индуктивностью намагничивания не происходит. Ещё одним свойством реального трансформатора является то, что магнитный поток сердечника неравномерно

пронизывает различные витки обеих обмоток. Этот разбаланс создаёт в первичной и во вторичной обмотках индуктивность рассеяния.

Выбор материала сердечника напрямую влияет на индуктивность намагничивания. Идеальный сердечник обладал бы бесконечной магнитной проницаемостью и давал бы бесконечную индуктивность намагничивания. Таких сердечников, конечно, не бывает, поэтому мы выбираем сердечник с самой большой магнитной проницаемостью и наименьшими потерями на требуемой частоте. При выборе материала для трансформатора можно воспользоваться **Рис. 8.7** (см. главу 8). Сердечники из порошкового железа обладают низкой проницаемостью, поэтому для трансформаторов они не годятся. В трансформаторах импульсных источников питания практически применяются только ферритовые сердечники.

Вопрос о том, должен ли сердечник идеального трансформатора иметь бесконечно большую магнитную проницаемость, на первый взгляд кажется спорным. Ведь в таком случае будет достаточно очень маленького переменного тока, чтобы немедленно насытить сердечник. Для дросселя так оно и есть. Однако, с учётом того что вторичная обмотка создаёт магнитное поле, равное и противоположное полю первичной обмотки, идеальный трансформатор может передавать бесконечную мощность без насыщения сердечника. В реальном трансформаторе ограничения на величину передаваемой мощности накладывают индуктивность намагничивания (насыщение) и потери в сердечнике из-за переменной индукции (нагрев).

На **Рис. 9.1** изображена эквивалентная схема реального трансформатора. Индуктивность рассеяния первичной и вторичной обмоток и индуктивность намагничивания создают проблемы, связанные с тем, что нужно обеспечивать путь току дросселя при запертии ключа или ключей (осуществлять так называемый сброс магнитной индукции в сердечнике). Ёмкости каждой из обмоток образуют с индуктивностями рассеяния резонансные цепи. Эти резонансные цепи генерируют шумы при отпирании и запираии ключа. Правильно спроектированный трансформатор имеет почти нулевые индуктивности рассеяния и очень большую индуктивность намагничивания.

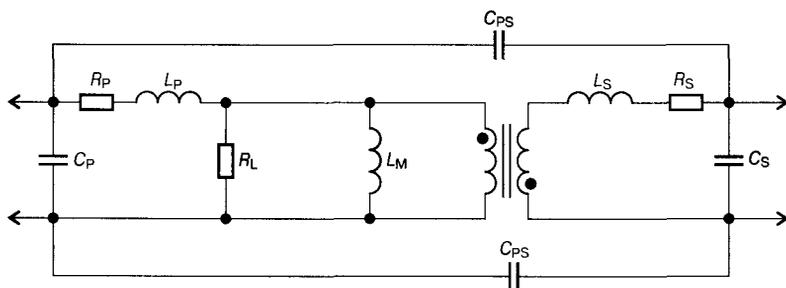


Рис. 9.1. Эквивалентная схема реального трансформатора

C_p — ёмкость первичной обмотки; R_p — сопротивление первичной обмотки; L_p — индуктивность рассеяния первичной обмотки; R_L — эквивалентное сопро-

тивление потерь в сердечнике; L_M — индуктивность намагничивания; C_{PS} — междообмоточная ёмкость; R_S — сопротивление вторичной обмотки; L_S — индуктивность рассеяния вторичной обмотки; C_S — ёмкость вторичной обмотки.

Вследствие того что в трансформаторе имеется паразитная ёмкость между первичной и вторичной обмотками, переменное напряжение, присутствующее в цепи нагрузки (например, высокочастотный шум от компьютера), может проникнуть в цепь первичного источника питания. Для того чтобы этого не происходило, вокруг первичной обмотки помещается заземлённый «экран Фарадея», который в простейшем варианте представляет собой полосу медной фольги. Фольга полностью окружает первичную обмотку, но её концы разъединены, чтобы не получился замкнутый виток. При этом создаются конденсаторы между обеими обмотками и землёй, но они не влияют на работу трансформатора. В экране Фарадея нет необходимости, если обеспечена соответствующая фильтрация электромагнитных помех. Эффективность экрана Фарадея падает с ростом частоты, так как индуктивность заземления начинает существенно влиять на работу трансформатора.

Закон Фарадея мы рассматривали в главе 5. Этот закон гласит, что напряжение на обмотке трансформатора равно числу витков, умноженному на изменение магнитного потока:

$$E = N d\Phi/dt. \quad (9.1)$$

Если мы выполним перестановку и преобразуем это уравнение для случая прямоугольного переменного сигнала, то получим:

$$B = \frac{E}{4 \times f \times N}, \quad (9.2)$$

где E — пиковое напряжение, f — частота, N — число витков первичной обмотки, B — пиковая переменная магнитная индукция.

Нас интересует пиковая переменная магнитная индукция, поскольку она связана с потерями в сердечнике и с насыщением сердечника. С ростом переменного напряжения на первичной обмотке переменная магнитная индукция также возрастает. Повышение магнитной индукции связано с ростом намагничивающего тока. Намагничивающий ток мы должны ограничивать так, чтобы магнитная индукция была ниже излома кривой намагничивания во избежание насыщения. Намагничивающий ток снижается с повышением индуктивности намагничивания. В уравнении (9.2) это выражено тем, что в знаменателе стоит число витков (N): чем больше витков в первичной обмотке, тем выше индуктивность намагничивания. К счастью, в знаменателе этого уравнения присутствует также частота, поэтому мы можем снижать пиковую переменную индукцию ещё и за счёт повышения частоты. И наоборот, повышение частоты позволяет уменьшить число витков при неизменной величине магнитной индукции. Благодаря этому можно значительно снижать габариты трансформатора путём увеличения частоты коммутации.

9.2. Вопросы безопасности

Одна из первоочередных задач, решаемых путём применения трансформатора, — обеспечение защитной изоляции нагрузки от электросети. Underwriters Laboratories, Inc. (UL) и европейские стандарты безопасности предъявляют технические требования к величине сопротивления изоляции. Стандарты UL1950 и IEC950 охватывают вопросы безопасности для ИТ-оборудования. Существуют и другие стандарты, которые действуют в таких областях, как медицинское оборудование или бытовая электронная аппаратура. Эти технические требования в первую очередь касаются прочности изоляции между первичной и вторичной обмотками трансформатора и обеспечения защиты от поражения электрическим током. Необходимо обратить внимание на такие параметры трансформатора, как утечка по поверхности (определяется длиной изолятора), величина воздушного промежутка и прочность изоляции (толщина изоляции). В качестве основной изоляции используется изоляция провода. Дополнительная изоляция требуется на случай повреждения основной изоляции и возникновения опасности поражения электрическим током. Причиной нормирования величин утечки по поверхности и воздушного промежутка является тот факт, что вследствие загрязнённости воздуха через него или по поверхности изоляции может потечь небольшой, но всё же опасный ток.

Два основных способа обеспечить надёжную изоляцию и повысить отказоустойчивость изображены на **Рис. 9.2**. На **Рис. 9.2(а)** показана прокладка, помещаемая в зазор между бобиной и обмотками таким образом, чтобы прокладка располагалась заподлицо с обмотками и обеспечивала дополнительную изоляцию меж-

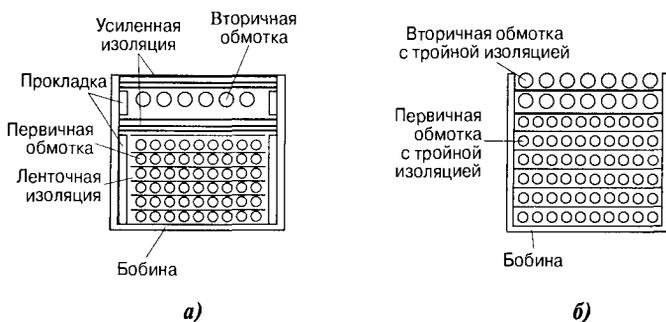


Рис. 9.2. Два способа обеспечения надёжной изоляции:

- а) для обеспечения зазора между бобиной и обмотками используется прокладка;
- б) обмотки состоят из проводов с тройной изоляцией

ду ними. Сверху эта конструкция закрывается дополнительным слоем изоляционной ленты. Длина пути тока утечки составляет обычно 5...6 мм, в зависимости от требований безопасности. Толщина прокладки составляет половину длины пути утечки, так как току нужно преодолеть нижнюю поверхность изолирующей ленты, обогнуть край, а затем преодолеть ещё такое же расстояние по

верхней поверхности изолирующей ленты к вторичной обмотке. При использовании метода, изображённого на **Рис. 9.2(б)**, обмотки наматываются проводом с тройной изоляцией. Провод защищён тремя слоями изоляции различных типов, с тем чтобы при пробое одного слоя ещё два слоя оставались в запасе. Если вы не уверены, что спроектированный вами трансформатор пройдёт тестирование на безопасность, обратитесь к профессиональным намотчикам трансформаторов, компетентным в этих вопросах.

9.3. Анализ практических конструкций

Требования безопасности исключают применение в импульсных источниках питания броневых и тороидальных сердечников, так как они не могут обеспечить необходимую длину пути тока утечки. Этим требованиям удовлетворяют все разновидности Ш-образных сердечников. К тому же Ш-образный сердечник лучше рассеивает тепло от обмоток в окружающую среду, так как большая область обмоток расположена открыто. Сердечники ЕС и ЕТД имеют преимущество при использовании в мощных трансформаторах благодаря закруглённому центральному плечу, что уменьшает длину каждого витка на 11% по сравнению с квадратным сечением Ш-образного сердечника. Благодаря этому снижаются потери в обмотках и паразитные ёмкости. Если имеются ограничения по физической высоте трансформатора, то сердечники ЕFD и ЕРС позволят использовать более короткие обмотки по сравнению с другими разновидностями Ш-образных сердечников.

Трансформаторы сетевых источников питания почти всегда имеют намного больше витков в первичной обмотке, чем во вторичных. Это обуславливает важность намотки первичной обмотки как можно ближе к сердечнику, чтобы уменьшить общую длину провода. Паразитная ёмкость обмотки пропорциональна площади поверхности каждого слоя, а внутренние слои имеют меньшую площадь поверхности. Мы можем также контролировать паразитную ёмкость, используя N-образную намотку вместо П-образной. В П-образной обмотке между концами слоёв существует большая разность потенциалов. Чем больше приложенное к обмотке напряжение, тем больше будет ёмкостной ток. Каждый слой N-образной обмотки наматывается в одном и том же направлении. При этом разность потенциалов между всеми витками у соседних слоёв будет одинаковой. Каждый слой каждой обмотки должен покрываться слоем изолирующей ленты, чтобы снизить ёмкость между соседними слоями. **Рис. 9.3** иллюстрирует способы N- и П-образной намотки.

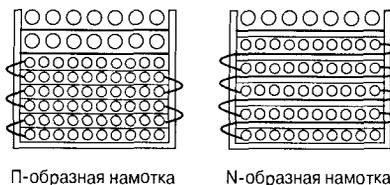


Рис. 9.3. Способы N- и П-образной намотки

В трансформаторе мы должны обращать особое внимание на диаметр провода, поскольку неправильный его выбор может стать причиной значительных потерь. В дросселях для улучшения температурных характеристик провод обычно укладывается в один слой. В трансформаторах же для снижения нагрева провода желательно использовать плотность тока 200...300 А/см². Фирмы-производители сердечников не скупаются на рекомендации по выбору соответствующей плотности тока в трансформаторах. С увеличением диаметра провода и повышением частоты возрастают потери на скин-эффект, которые могут стать сопоставимыми с потерями на объёмном сопротивлении. В промышленных трансформаторах для улучшения частотных характеристик применяются литцендрат, медная лента или медная полоска. С помощью уравнения 8.1 из главы 8 можно оценить частоту, при которой в проводе заданного диаметра начинает сказываться влияние скин-эффекта. Выше этой частоты сопротивление провода увеличивается в 3.2 раза на каждую частотную декаду¹⁾.

Фирма MWS Wire Industries производит линейку обмоточных проводов с квадратным сечением. Квадратная форма имеет преимущество в создании компактных отдельных слоёв, которые превосходно укладываются. Однако близкое расположение плоских поверхностей несколько повышает ёмкость. Фирма MWS выпускает также провода в форме лент и полосок. Такие ленты имеют ширину до 2.5 мм, а полоски — 0.3...5 см. Скин-эффект значительно снижается, если проводник сплющить в тонкую полоску. Полосковые проводники применяются в низковольтных, силовых обмотках многих промышленных источников питания, например в обмотке 20 А/5 В источника питания персонального компьютера. Такие обмотки состоят обычно всего лишь из 2...5 витков.

Для защитной изоляции обычно применяется полиэфирная лента. Лента толщиной 1 мил обеспечивает изоляцию 5500 В и имеет максимальную температуру 130°C. Лента толщиной 2 мила обеспечивает изоляцию 7000 В. Если требуется более высокая температура, можно применить каптон (полиимидную ленту), имеющий предельную температуру 155°C и обеспечивающий изоляцию 7500 В. Медная полоска не имеет собственной изоляции, такой, как у обмоточного провода, поэтому она изолируется лентой в процессе намотки.

Рабочая температура зависит от площади поверхности: чем больше площадь поверхности обмотки трансформатора, тем лучше рассеивается тепло (меньше нагрев обмотки) при заданных потерях. Потери в сердечнике связаны с объёмом сердечника: чем больше объём, тем больше вырабатывается тепла при заданной магнитной индукции. Проблема состоит в том, что объём возрастает пропорционально кубу размера, а площадь поверхности — пропорционально квадрату размера. Интересно отметить, что наименьшие потери мощности в ферритах происходят при температурах выше 25°C, поэтому режим работы с повышенной температурой, как ни странно, увеличивает производительность.

Ограничивающим фактором для ферритов на частотах выше 20 кГц является нагрев из-за потерь в сердечнике. На частотах ниже 20 кГц ограничивающий

¹⁾ То есть пропорционально \sqrt{f} . — *Примеч. ред.*

фактор — магнитная индукция насыщения. Современный источник питания работает на частоте как минимум 20 кГц (чаще на частоте 100 кГц или выше). Если вы прочитаете старые статьи или руководства (тех времён, когда предельной для источника питания была рабочая частота 20 кГц) по выбору сердечника, то обратите внимание, что наибольшие мощности достигаются при использовании сердечников с двухполярным (переменным) управлением, как в мостовом преобразователе. В современных высокочастотных схемах это не так, потому что магнитная индукция насыщения уступила место ограничивающего фактора нагреву сердечника вследствие потерь на гистерезис. Переменное (двухполярное) управление позволяет работать без насыщения при значительно больших величинах магнитной индукции в трансформаторе, чем при однополярном управлении, но даже в схемах с однополярным управлением вряд ли будет достигнуто насыщение раньше, чем трансформатор начнёт плавиться вследствие перегрева сердечника. Но всё же рекомендуется удерживать магнитную индукцию на уровне ниже 2000 Гс, чтобы трансформатор работал в достаточно далёком от насыщения режиме.

Последний параметр, имеющий значение на практике, — физические габариты. Существует предел уменьшения габаритов сердечника, зависящий от количества провода, который должен быть намотан на бобине. Величина тока во вторичных обмотках определяет диаметр провода. Возможно, придётся выбрать сердечник больших габаритов, чтобы уместить на нём требуемое количество провода.

9.4. Выбор сердечника трансформатора прямоходового преобразователя

В качестве примера возьмём трансформатор, предназначенный для одноключевого прямоходового преобразователя, работающего на частоте 100 кГц, с соотношением витков 5.7:1, входным напряжением 310 В и суммарной мощностью 100 ватт (12.6 В при токе 8.0 А). Максимальная температура окружающей среды — 50°C, а предельно допустимая температура сердечника — 100°C. Фактически, как мы помним из главы 5, нам потребуются две одинаковые первичные обмотки (одна — силовая и одна — для сброса магнитной индукции в сердечнике) и одна вторичная обмотка.

Выберем сердечник фирмы Magnetics. Сначала заглянем в таблицу 4 в файле Design_Application_Notes.pdf, доступном на сайте фирмы Magnetics (www.mag-inc.com). В этой таблице указываются примерные допустимые мощности для большого числа сердечников. Физические габариты сердечников E, EC, U и ETD по большей части стандартизированы, поэтому эта таблица окажется полезной при выборе сердечников от многих производителей. Конечно, другие производители, включая Ferroxcube, тоже имеют подобные таблицы. В таблице указано, что сердечник 43515 подходит для мощности 150 Вт при частоте 100 кГц. Этот сердечник имеет стандартный типоразмер E375, имеющий те же размеры, что и стандартные стальные пластины E-I. Выбор такого типоразмера имеет преимущество в том, что можно будет применять сердечник другого производителя с той же самой бобиной. Далее посмотрим в справочных данных на фер-

ритные материалы зависимость потерь мощности от температуры. Мощный трансформатор обычно значительно нагревается, поэтому нам нужен будет материал Type R или Type P. Температурные характеристики показывают, что материал Type R наверняка окажется лучше.

Начнём с трёхвитковой вторичной обмотки и посмотрим, будет ли наш трансформатор работать. Соответственно первичная обмотка будет содержать $3 \times 5.7 = 17$ витков. Мы округлили число витков первичной обмотки в меньшую сторону до ближайшего целого (лучше пусть вторичное напряжение будет немного больше заданного). Далее рассчитаем значение магнитной индукции:

$$B = E / (4 \times A \times N \times f \times 10^{-8}) = 155 / (4 \times 0.840 \times 17 \times 100 \text{ кГц} \times 10^{-8}) = 2713 \text{ Гс.} \quad (9.3)$$

Обратите внимание, что значение напряжения E — среднеквадратическое, поэтому для прямоугольного сигнала оно равно половине от пикового напряжения.

Полученное значение магнитной индукции слишком велико, поэтому нужно увеличить число витков. Удвоив число витков, мы наполовину снизим магнитную индукцию, поэтому попробуем использовать 34 витка в первичной и шесть витков во вторичной обмотке. Индукция 1350 Гс будет создавать в материале Type R потери 100 мВт/см^3 . В справочных данных указано, что потери будут немного снижаться с ростом температуры сердечника.

Данный сердечник имеет объём 5.83 см^3 , поэтому вследствие потерь будет выделяться 583 мВт тепла. Нагрев будет в пределах допустимого. Нагрев можно примерно рассчитать, допустив, что внешней среде открыт периметр и только одна сторона. По справочным данным рассчитываем, что эта площадь равна 16.6 см^2 . Вычисляем нагрев по формуле

$$\Delta T = (\text{Мощность/Площадь})^{0.833} = (583/16.6)^{0.833} = 19^\circ\text{C.} \quad (9.4)$$

Далее выбираем провод. Ток в первичной обмотке составляет всего лишь 350 мА , поэтому при плотности тока 300 А/см^2 подойдёт провод №28. Ток в сбрасывающей обмотке незначителен, но проще наматывать и первичную, и сбрасывающую обмотки одним и тем же проводом.

Для вторичной обмотки потребуется провод №14 или №12. Оба этих провода характеризует значительный уровень потерь из-за скин-эффекта. Скин-эффект начинается с 30 кГц для провода №14 и с 19 кГц для провода №12. Нам нужно использовать меньшую плотность тока в расчёте величины нагрева. Вместо применения одного сплошного обмоточного провода №12 мы можем скрутить семь проводов №22, получив приблизительно ту же площадь поперечного сечения, но с меньшим эффективным сопротивлением. Во вторичной обмотке можно также использовать полосковый проводник шириной 11.3 мм и толщиной 0.17 мм . В нашем примере допустим нагрев на 50°C , поэтому на нагрев, вызванный потерями в обмотке, остаётся запас в 30°C . Таким образом, мы свободно укладываемся в требуемый температурный интервал.

Анализ трансформатора для мостовой схемы почти полностью идентичен вышеприведённому анализу. Единственное отличие в том, что напряжение в уравнении магнитной индукции будет равно полному приложенному напряжению,

потому что пиковое напряжение равно удвоенному значению напряжения в одном направлении. При расчёте трансформатора для двухтактной схемы мы используем напряжение питания и суммарное число витков двух половин первичной обмотки.

9.5. Сердечники для обратноходовых преобразователей

Как и в случае трансформатора, для обратноходового дросселя лучше всего подходит ферритовый сердечник. Можно применять и порошковое железо, но не так много фирм-производителей выпускают такие сердечники Ш-образной формы. К тому же потери в порошковом железе в основном выше, чем в феррите.

Для всех обратноходовых сердечников требуется воздушный зазор, чтобы удерживать постоянную составляющую магнитной индукции ниже точки насыщения. Зазор должен быть как можно меньше, чтобы минимизировать краевое магнитное поле вокруг него. Большое краевое поле увеличивает индуктивность рассеяния. Энергия накапливается в индуктивности сердечника, а большая величина индуктивности рассеяния препятствует передаче накопленной энергии в нагрузку. Ещё одна проблема, связанная с большой величиной зазора, состоит в том, что в этом случае краевое поле будет взаимодействовать с обмотками, особенно если вторичная обмотка намотана плоским проводником. Краевое поле создаст в обмотке вихревые токи, что приведёт к возрастанию потерь.

Для маломощных схем существуют готовые обратноходовые трансформаторы фирм Pulse Engineering и Prem Magnetics. Они предназначены для применения в схемах, описанных в справочной документации на преобразователи производства фирм Linear Technology, ST, National и On Semiconductor.

9.5.1. Выбор сердечника для индуктивно-связанных дросселей в обратноходовом преобразователе

Спроектируем трансформатор (точнее, индуктивно-связанные дроссели, намотанные на общем сердечнике) для 60-ваттного обратноходового преобразователя с выходными напряжениями 5 В при токе 5 А и ± 12.0 В при токе 1.5 А. Для схемы, работающей с входным напряжением 310 В на частоте 50 кГц с током пульсаций 80 мА, требуется индуктивность 4.5 мГн. Соотношение витков для 5-вольтовой обмотки равно 54.4, а для 12-вольтовой обмотки — 24.0.

Подберём сердечник фирмы Ferroxcube. Сначала выберем типоразмер сердечника из рекомендованного списка. Его можно найти на странице 32 файла NB2002.pdf, выложенного на сайте www.ferroxcube.com.

При уровне мощности 60 Вт фирмами Magnetics и Ferroxcube рекомендуется сердечник EC35. Для выбранной частоты подойдёт материал 3C85. Предположим, что мы проектируем источник питания, который пойдёт в производство, поэтому предварительно рассчитаем сердечник без учёта зазора и проверим его работу в лабораторных условиях. Затем можно будет заказать специальный сердечник с зазором, величина которого обеспечит требуемое значение коэффициента

ента индуктивности A_L (если сердечник со стандартным значением A_L не даёт требуемой индуктивности).

Для начала надо подобрать целое число витков для 5-вольтовой и 12-вольтовой обмоток, которое удовлетворяет заданному соотношению (оно составляет $54.4/24.0$, т. е. 2.267). Это значение близко к 2.25 , поэтому начнём с четырёх витков для 5-вольтовой обмотки, что даст $4 \times 2.267 = 9.068$ витков в 12-вольтовой обмотке. Девять витков — это очень близко к желаемому значению (на самом деле я начал с восьми витков для 5-вольтовой обмотки и 18 витков для 12-вольтовой обмотки, но, когда я провёл вычисления, значение A_L оказалось ниже 100 нГн/виток, и пришлось выполнить перерасчёт). Теперь можно вычислить требуемое число витков для первичной обмотки:

$$\text{Число витков в первичной обмотке} = 4 \times 54.4 = 217.6, \quad (9.5)$$

которое мы округляем в меньшую сторону (до 217).

Используя уравнение для индуктивности:

$$L = A_L \times N^2, \quad (9.6)$$

определяем значение коэффициента A_L :

$$A_L = L/N^2 = 0.0045/47089 = 95.6 \text{ нГн/виток}. \quad (9.7)$$

Нам повезло — полученное значение A_L достаточно близко к стандартному значению 100 нГн/виток, поэтому можно применить типовой сердечник.

Для того чтобы продемонстрировать методику вычислений в случае, когда типовые сердечники не подходят нам по своим параметрам, рассчитаем требуемую величину зазора. Начнём со значения A_L (для сердечника без зазора), которое для выбранного нами сердечника составляет 2100. Существует поправочный коэффициент, который позволяет вычислять индуктивность сердечника с зазором:

$$L \times k = A_L \times N^2 \text{ или } k = (A_L \times N^2)/L; \quad (9.8)$$

$$k = (2100 \text{ нГн/виток} \times 47089)/0.0045 = 22.0. \quad (9.9)$$

Следующее уравнение даёт зависимость k от магнитной проницаемости и длины магнитопровода:

$$k = 1 + (\mu_i \times G/l_c), \quad (9.10)$$

где μ_i — начальная магнитная проницаемость сердечника (берём из справочных данных), G — ширина зазора в мм, l_c — эффективная длина магнитопровода сердечника.

Перестановка даёт:

$$G = ((k \times l_c) - 1)/\mu_i, \quad (9.11)$$

отсюда

$$G = ((22.0 \times 7.74 \text{ см}) - 1)/1530 = 0.11 \text{ см, или } 0.044 \text{ дюйма}. \quad (9.12)$$

Полученный результат достаточно хорошо согласуется с приведённой в справочных данных величиной зазора 0.147 см для $A_L = 100$ нГн/виток.

Чтобы получить требуемый зазор, под центральный штырь и под каждое внешнее плечо сердечника подложим пластиковые прокладки толщиной 0.6 мм. Мы берём только половину полученного размера, так как зазор поделён на две части между центральным штырём и каждым из внешних плеч.

Важно отметить, что в справочных данных фирмы Ferroxcube коэффициент индуктивности A_L измеряется в нГн/виток, фирма Magnetics предоставляет значение A_L в мГн/1000 витков, а Micrometals — в мкГн/100 витков. Будьте очень внимательны с единицами измерения!

Далее нам нужно рассчитать пиковое значение переменной магнитной индукции в сердечнике:.

$$B = (L \times \Delta I \times 10^8) / (2 \times A \times N) = (0.0045 \times 0.080 \times 10^8) / (2 \times 0.843 \times 217) = 98 \text{ Гс.} \quad (9.13)$$

По справочным данным определяем, что потери в данном сердечнике из-за переменной индукции будут составлять около 40 кВт/м³. Это эквивалентно 40 мВт/см³. Суммарные потери в сердечнике равны 6.53 см³ × 40 мВт/см³ = 260 мВт.

$$\Delta T = (260/19.0)^{0.833} = 8.8^\circ\text{C.} \quad (9.14)$$

Из **Табл. 8.1** (глава 8) можно выбрать провод №28 или №26 для первичной обмотки, провод №16 для 5-вольтовой вторичной обмотки и провод №22 для двух 12-вольтовых вторичных обмоток. Вполне допустимо также вместо провода №16 для 5-вольтовой обмотки применить семь скрученных проводов №24.

ПРИМЕР ПРОЕКТИРОВАНИЯ ИНВЕРТОРА «ТОЧНОЙ СИНУСОИДЫ»

- Технические требования
- Общее описание конструкции
- Проектирование предварительного стабилизатора
- Проектирование выходного преобразователя
- Проектирование H-моста
- Проектирование схемы управления мостом

В этой главе мы спроектируем источник бесперебойного питания. Термин «точная синусоида» означает, что суммарные гармонические искажения на выходе инвертора¹⁾ не должны превышать 20%. Этот источник предназначен для мгновенного переключения с работы от сети на работу от батареи и обеспечивает питание для аппаратуры, критичной к синусоидальности питающего напряжения. Нашей задачей в этой главе будет продемонстрировать итеративный, многоступенчатый характер процесса проектирования сложной импульсной системы, поэтому мы намеренно совершим несколько ошибочных шагов на каждом его этапе.

Крайне важно помнить, что все проектируемые схемы подключаются непосредственно к сети. Это представляет потенциальную угрозу для жизни. При тестировании схемы всегда используйте разделительный трансформатор для её гальванической развязки от сети переменного тока.

10.1. Технические требования

К проектируемому нами преобразователю предъявляются следующие требования:

1. Входное напряжение 115 В частотой 60 Гц, максимальная входная мощность 650 ВА.
2. Уровень электромагнитных помех должен удовлетворять классу В по стандарту FCC.

¹⁾ Инвертор — преобразователь постоянного напряжения в переменное. — *Примеч. ред.*

3. Выходное напряжение 115 В псевдосинусоидальной формы частотой 60 Гц, входная мощность 300 ВА, суммарные гармонические искажения — менее 20%. Работа с коэффициентом мощности нагрузки 0.5...1.0.
4. Номинальная выдаваемая в нагрузку энергия 300 Вт·ч.
5. Мгновенное переключение на работу от батарей без пропуска периодов входного напряжения.

10.2. Общее описание конструкции

Условие минимальности гармонических искажений означает, что нам потребуется произвести множество последовательных шагов (итераций) для приближения к синусоиде. На **Рис. 10.1** показаны спектры двух сигналов, используемых в преобразователях с прямоугольным входным напряжением. Первый спектр описывает, собственно, прямоугольный сигнал, амплитуда которого равна среднеквадратическому значению эквивалентного синусоидального сигнала. Второй сигнал состоит из четырёх «ступеней», чем осуществляется аппроксимация синусоиды в случае, когда нагрузка представляет собой электронную схему, использующую двухполупериодное выпрямление. Среднеквадратическое и пиковое значения сигнала во втором случае равны среднеквадратическому и пиковому значениям эквивалентного синусоидального сигнала. Индуктивным нагрузкам, например электродвигателям, для минимизации потерь требуется более «чистая» синусоида. Ёмкостная нагрузка на практике встречается очень редко, но электронная нагрузка (типа компьютера) довольно близка к таковым. Схема, работающая на индуктивную нагрузку, весьма вероятно, с той же производительностью будет работать и на ёмкостную нагрузку.

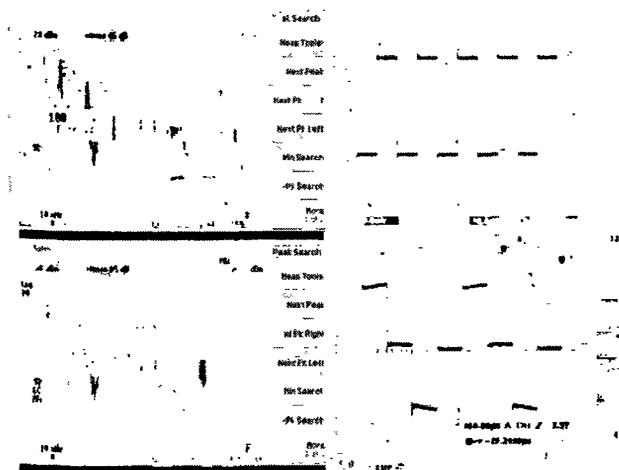


Рис. 10.1. Спектры двух сигналов, используемых в преобразователях прямоугольного сигнала

В первую очередь используем генератор сигналов произвольной формы для имитации ступенчатой синусоиды и измерим коэффициент гармоник. На **Рис. 10.2** изображены тестовые сигналы и соответствующие им спектры. Анализатор спектра имеет нижний предел частоты 9 кГц, поэтому тестовые сигналы имеют частоту 60 кГц. В реальных расчётах умножим полученные значения параметров схемы на 1000.

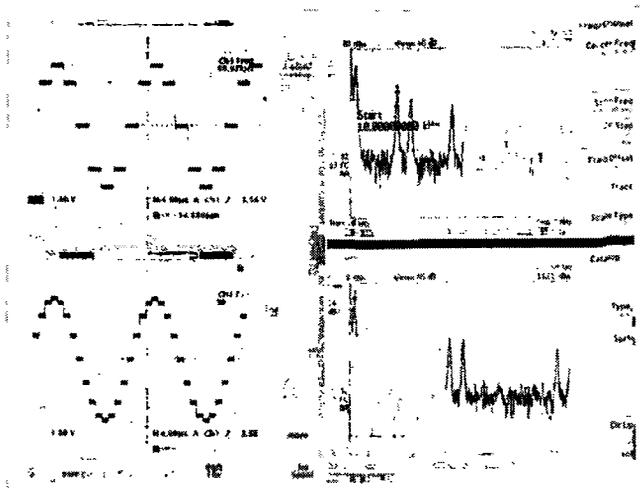


Рис. 10.2. Тестовые сигналы и соответствующие им спектры

На примере спектров трёх (с учётом **Рис. 10.1**) дискретизированных синусоидальных сигналов видно, как происходит распределение энергии на основной частоте и на её побочных составляющих (гармониках) выше и ниже частоты дискретизации. Четырёхступенчатый сигнал на **Рис. 10.1** дискретизируется с частотой 240 кГц (четыре выборки на период), поэтому первые побочные частоты — 180 и 300 кГц. Эти частоты совпадают с частотами гармоник простого прямоугольного сигнала. Первый из сигналов, показанных на **Рис. 10.2**, дискретизируется с частотой 480 кГц (восемь выборок на период), поэтому первые побочные частоты — 420 и 540 кГц. Второй из сигналов на **Рис. 10.2** дискретизируется с частотой 960 кГц (16 выборок на период), поэтому первые побочные частоты — 900 и 1020 кГц. По всему спектру сигналов на **Рис. 10.2** нет гармоник основной частоты 60 кГц. Вся энергия высших частот связана с частотой дискретизации, с увеличением которой энергия каждой из побочных гармоник снижается. В **Табл. 10.1** приведена отнесённая к основной частоте энергия каждой из побочных составляющих (вплоть до 3 МГц) для восьмиступенчатого сигнала. Суммарный коэффициент гармоник составляет 4.6%, что прекрасно укладывается в заданное значение 20%. Это значит, что данным сигналом можно управлять нагрузкой напрямую, без фильтрации. При 16-ступенчатом сигнале коэффициент гармоник составит около 1%.

Таблица 10.1. Зависимость относительной мощности побочных гармоник от частоты для восьмиступенчатого сигнала

Частота [кГц]	Относительная мощность
420	0.020
540	0.013
900	0.004
1020	0.003
1380	0.002
1500	0.002
1860	0.001
1980	0.001
2340	0.000
2460	0.000

Теперь нам следует выбрать способ, которым будет осуществляться переключение устройства с питания от сети на питание от аккумуляторной батареи. Для этого можно использовать реле. Реле не отличаются особым быстродействием, поэтому понадобится накопительный конденсатор, чтобы поддерживать на выходе достаточную энергию во время переключения реле. Это время не очень большое, обычно десятки миллисекунд. Нам также понадобится электронная схема управления реле. Если вместо реле применить электронный ключ, то количество и стоимость требуемых в этом случае компонентов оказываются примерно такими же. Лучше всё-таки выбирать второй (электронный) вариант, поскольку у реле могут возникать проблемы с надёжностью. Нормально-замкнутые контакты изнашиваются под воздействием тока, а нормально-разомкнутые контакты со временем окисляются. Преимущество электронного варианта состоит также и в том, что можно спроектировать схему, которая будет питать нагрузку и от сети, и от батарей до тех пор, пока не разрядится накопительный конденсатор первичного источника. Проще всего и дешевле использовать для изоляции батареи от сети диоды Шотки, которые имеют прямое падение напряжения около 0.5 В. При токе потребления от батареи до 15 А рассеивание мощности на диоде составит приблизительно 8 Вт. Можно предложить переключающую схему с рассеиванием мощности около 2 Вт. Но чересчур усложнять её нет особого смысла, так как батарея имеет достаточный запас энергии.

В нашей схеме выгоднее всего применять герметичные свинцово-кислотные аккумуляторные батареи. В данном сегменте рынка существует большая конкуренция, поэтому цены на идентичные батареи среди производителей почти одинаковы. Нам безусловно понадобится батарея напряжением не менее 24 В, а возможно, и 48 В, чтобы уменьшить потребляемый от неё ток. Необходимо пересчитать номинальную ёмкость батареи, исходя из максимального потребляемого тока. Батарея ёмкостью 20 А·ч способна выдавать ток 1 А в течение 20 часов. Та же самая батарея будет выдавать ток 20 А в течение всего лишь 36 минут. Заявленное нами требование 300 Вт·ч в пересчёте на 20-часовую работу превращается в

500 Вт·ч. В Табл. 10.2 приведены несколько конфигураций аккумуляторных батарей и их суммарная стоимость (цены взяты из каталога Digi-Key).

Таблица 10.2. Общая стоимость батарей (в ценах 2004 года)

Напряжение батареи, В	Суммарное напряжение, В	Ёмкость, А·ч	Вт·ч	Общая стоимость, долларов
6	120	4.2	504	141.75
6	72	7.2	518	135.64
6	42	12	504	115.45
12	72	7.2	518	97.34
12	48	12	576	106.82
12	36	17	612	98.64
12	24	28	672	99.90
12/6	42	12	504	96.60

Мы имеем четыре подходящие батареи с примерно одинаковой стоимостью, которые смогут отдавать в нагрузку требуемую энергию. Поскольку разница в цене между самой дорогой и самой дешёвой батареями составляет всего лишь 3.30 доллара, необходимо сделать выбор, исходя из их сложности и надёжности. Наилучшим вариантом выглядит 36-вольтовая система, поскольку она даёт значительный запас энергии. К тому же она дешевле в производстве, так как состоит из трёх одинаковых батарей.

В полностью заряженной свинцово-кислотной батарее напряжение без нагрузки составляет 2.40...2.42 В на элемент. Нашей системе потребуется напряжение на батарее 44 В для поддержания заряда. С учётом падения напряжения в цепи заряда 6 В нам понадобится в общей сложности напряжение 50 В. При значительном разряде свинцово-кислотной батареи напряжение падает до 1.95 В на элемент. В нашем случае это обуславливает минимальную величину напряжения преобразования, равную 35.1 В.

Наша цель состоит в том, чтобы применять как можно больше серийных компонентов. Уровни тока в предварительном стабилизаторе оказались таковы, что это не позволяет использовать в выходном фильтре серийный дроссель. Поэтому был сделан перерасчёт под батарею напряжением 72 В. Беглый анализ показал, что для рассматриваемой нами схемы коэффициент заполнения будет находиться в диапазоне от 50% до почти 100%. Уровень тока снизится, но с учётом изменённого коэффициента заполнения потребуется индуктивность дросселя 600 мкГн при токе 7 А вместо 470 мкГн при токе 12 А. И в том, и в другом случае из-за высокого уровня тока дроссель придётся специально заказывать.

Номинальное выходное переменное напряжение нашего инвертора равно 120 В. Самое высокое требуемое напряжение соответствует пиковому выходному напряжению 170 В. Напряжение резервного источника питания равно 120 В. Для того чтобы повысить напряжение от аккумуляторной батареи, можно использовать повышающий или трансформаторный преобразователь. Как было отмечено

в главе 4, повышающий преобразователь не позволяет ограничивать ток при коротком замыкании, так как ключ в нём не расположен между входом и выходом. Прямоходовой и двухтактный преобразователи позволяют отключать выход «напрямую», размыкая ключ.

Существует два варианта получения двух напряжений. Первый вариант — использовать единственный выход и схему ШИМ, меняющую напряжение между 120 и 170 В. Второй способ — использовать преобразователь для одновременного получения обоих напряжений и переключаться между ними с помощью электронной схемы. При первом способе контур управления ШИМ должен быть достаточно быстрым, чтобы отслеживать изменение входного напряжения со 120 В на 170 В за период времени не более 2 мс. Такой быстрый контур управления спроектировать можно, но довольно трудно.

При втором способе используется большее количество компонентов, но контур управления получается намного проще. В нашей схеме напряжения 120 и 170 В будут вырабатываться от различных обмоток трансформатора. Мы можем управлять только одним из напряжений, поэтому нужно найти способ удерживать разницу между двумя напряжениями как можно ближе к 50 В. Одно из возможных решений этой проблемы состоит в том, чтобы управлять источником напряжения 170 В, а напряжение 120 В получать из него с помощью ограничителя напряжения на фиксированную величину 50 В. Видимо, это наиболее разумный подход, так как источник 120 В берёт на себя основную нагрузку в питании устройств, критичных к «чистоте» синусоидального питающего напряжения, и его напряжение склонно падать ниже уровня 120 В, в то время как львиную долю питания прочих электронных устройств обеспечивает источник 170 В.

На заключительном этапе рассмотрим выходной каскад (драйвер) преобразователя. Выходным звеном является стандартный H-мост, производящий переменный сигнал. Главное различие между этим H-мостом и H-мостом, применяемым в импульсном источнике питания, состоит в том, что в рассматриваемой схеме очень часто фазы напряжения и тока не совпадают. В частности, это происходит при работе на нагрузку с коэффициентом мощности менее единицы. Необходимость работы в условиях, когда фазы напряжения и тока не совпадают, означает, что открытые МОП-транзисторы выходного каскада должны пропускать ток в обоих направлениях.

10.3. Проектирование предварительного стабилизатора

На Рис. 10.3 изображена схема первичного преобразователя мощности. На схеме показан только один модуль (контактная группа) строенного механического сетевого выключателя. Первый модуль подключает устройство к сети. Второй ключ отсоединяет батарею от выходной цепи, а третий отключает низковольтный отвод батареи. Входные дроссели и дифференциальные конденсаторы предназначены для повышения коэффициента мощности до максимально возможного значения при приемлемой стоимости. Недорогие дроссели неэффективны, когда речь идёт о снижении гармоник низшего порядка. В настоящее время в США тре-

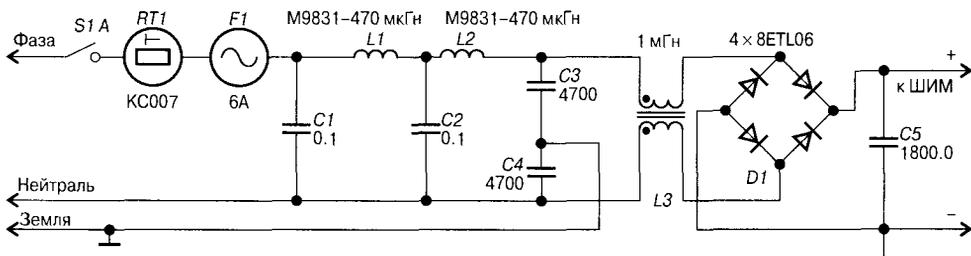


Рис. 10.3. Схема первичного преобразователя мощности

бования к уровню входных гармоник не регламентированы, поэтому снижать его необязательно. Мы можем снизить гармоническую составляющую, уменьшив ёмкость входного накопительного конденсатора и увеличив напряжение пульсаций.

На Рис. 10.4 изображён регулятор входного напряжения, снижающий его до 50 В. Максимальное напряжение батареи без нагрузки равно 43.6 В. Напряжение 50 В даёт достаточный запас для того, чтобы обеспечить работу цепи заряда батареи. Удерживая входное напряжение низким, можно уменьшить рабочий диапазон схемы выходного преобразования мощности. Чем меньше разница между входным напряжением и напряжением без нагрузки, тем ниже потери при заряде батареи. Зарядное устройство батареи является стабилизатором рассеивающего типа, поэтому с ростом входного напряжения потери мощности увеличиваются. Установка максимального коэффициента заполнения для входного стабилизатора в 90% задаёт величину наименьшего входного напряжения равной 56 В, а максимальное входное напряжение 187 В обуславливает минимальный коэффициент заполнения 26%. Мы можем рассчитать ёмкость накопительного конденсатора, исходя из минимального входного переменного напряжения 108 В.

Для определения минимальной ёмкости входного накопительного конденсатора используем уравнение 3.1 из главы 3. Энергию удержания можно приблизительно получить, используя полное время одного полупериода (8.3 мс). Нам необходимо подавать и зарядный ток для полностью разряженной батареи (4 А), и выходной ток при полной нагрузке (7.5 А). Отсюда $575 \text{ Вт} \times 0.0083 \text{ с} = 4.8 \text{ Дж}$.

$$C \times V_{\text{MAX}}^2 = \text{Энергия удержания} + C \times V_{\text{MIN}}^2; \quad (10.1)$$

$$C \times 152^2 = 4.8 + C \times 56^2; \quad (10.2)$$

$$19968 C = 4.8, \quad (10.3)$$

поэтому

$$C = 240 \text{ мкФ}. \quad (10.4)$$

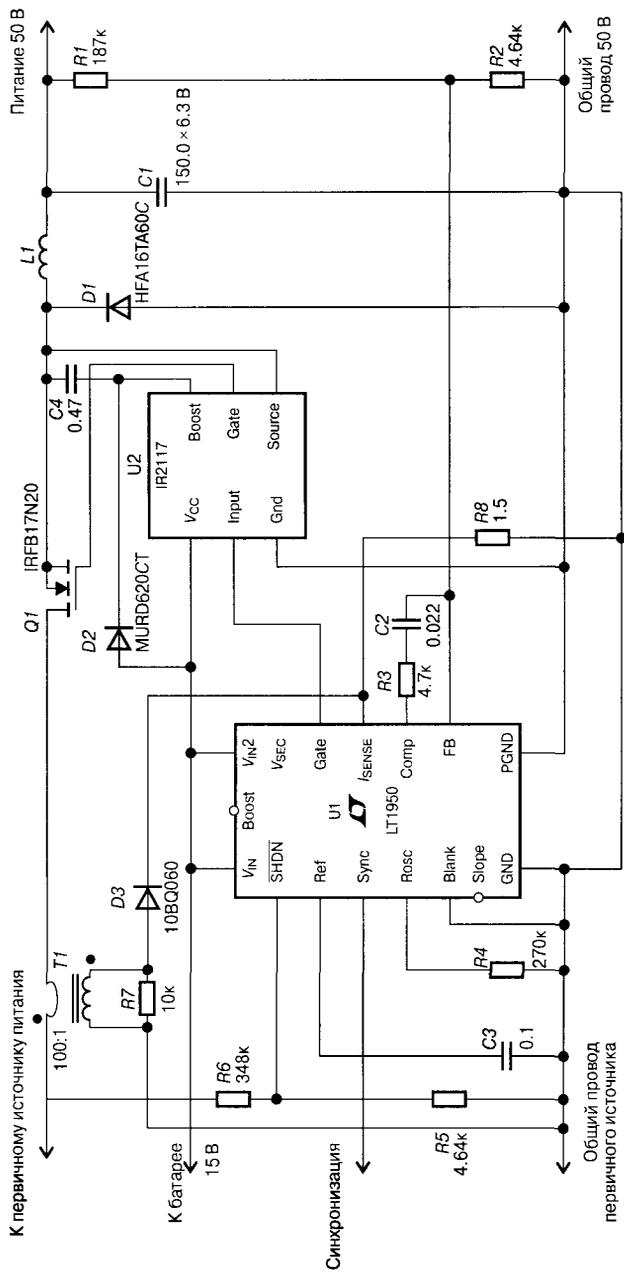


Рис. 10.4. Стабилизатор, снижающий входное напряжение до 50 В

Поиск конденсатора ёмкостью 240 мкФ, способного выдерживать ток пульсаций 4.5 А, не дал результата. Чтобы обеспечить требуемый ток пульсаций, следует использовать, например, конденсатор ECOS2DP182EX фирмы Panasonic ёмкостью 1800 мкФ и номинальным напряжением 200 В. Напряжение пульсаций в предварительном стабилизаторе будет очень маленьким, но подавление гармоник усложнится. Новый анализ показывает пульсации 13 В при низком входном напряжении 56 В с временем удержания 7.5 периодов. Диапазон коэффициента заполнения требуется всего лишь 26...50%, поэтому коррекция крутизны не нужна. Установка максимального коэффициента заполнения в 50% обеспечивает удержание до тех пор, пока входной конденсатор не разрядится до 100 В.

Далее для проектирования предварительного стабилизатора используем алгоритм из раздела 4.1 «Основной метод проектирования» главы 4. Нам нужно выбрать управляющую ИС, которая сможет управлять драйвером верхнего МОП-ключа (верхнего плеча) двухтактного каскада. Управляющая ИС также должна иметь вход внешнего измерителя тока, поэтому мы используем трансформатор тока. Поиск микросхем понижающих преобразователей, позволяющих работать с входным напряжением 200 В, не дал результатов. Подавляющее большинство компонентов для понижающего преобразователя предназначены для работы в схемах «point-of-load» (непосредственно рядом с нагрузкой¹⁾) с внутренними ключами. При поиске же ИС, способных работать от сети, удалось найти лишь очень старые микросхемы, использование которых сопряжено с большими сложностями. С другой стороны, в рассматриваемой схеме можно применить управляющую ИС прямоходового или обратногоходового преобразователя. Наиболее полно нашим требованиям (управление верхним плечом; вход измерителя тока, подходящий для трансформатора тока; внутренняя коррекция крутизны) удовлетворяет микросхема LTC1950.

Нам понадобится синхронизировать все цепи ШИМ с выходным сигналом, чтобы контролировать уровень электромагнитных помех. При этом электромагнитные помехи не обязательно снизятся, но, по крайней мере, их уровни будут неизменны во времени. Управляющая ИС имеет диапазон частот 100...500 кГц. Для генерации рабочей частоты мы используем кварцевый резонатор, поэтому следует позаботиться, чтобы нужная нам частота получалась удобным делением стандартной частоты резонатора. Частота 122880 Гц получается умножением 256 на 480 Гц, а частота 12.288 МГц является стандартной. Частота 491520 Гц получается умножением 1024 на 480 Гц, а частота 4.9152 МГц является стандартной. Таким образом, можно использовать любую из этих двух стандартных частот совместно со схемами деления частоты на 10 и на 2. Кварцевый резонатор 4.9152 даёт частоту коммутации 153 кГц, что несколько лучше, чем 122 кГц при резонаторе 12.288 МГц. Длительность периода при частоте 153 кГц составляет 6.54 мкс.

¹⁾ Как правило, они используются уже на конечном этапе стабилизации и не предназначены для подключения непосредственно к сети, поэтому их рабочее напряжение невелико, во всяком случае гораздо ниже требующихся нам 200 В. — *Примеч. ред.*

Диапазон коэффициента заполнения составляет всего лишь 2:1, поэтому можно использовать трансформаторное управление, но дешевле и проще применить ИС управления верхним плечом. Хорошо подойдёт микросхема IR2117. Эта микросхема может управлять пиковым током, не превышающим 250 мА, поэтому необходимо проверить, устроит ли нас время коммутации. Требуемый ток управления зависит от заряда затвора МОП-транзистора. Нам подходит транзистор IRFB17N20 благодаря его низкому сопротивлению в открытом состоянии и потому, что он самый дешёвый из 200-вольтовых МОП-транзисторов с низким r_{ds} . Он обладает зарядом затвора 30 нКл. Время коммутации составит 120 нс (30 нКл/250 мА). Конденсатор ёмкостью 470 нФ обеспечит весь требующийся для повышающей цепи ток.

Токоизмерительный трансформатор можно специально спроектировать или можно взять стандартный тороид с одновитковой первичной обмоткой. По вторичной обмотке существенный ток не протекает, поэтому должно быть достаточно миниатюрного тороида (около 1 мГн). Сопротивление $R7$ должно быть достаточно большим, чтобы обеспечить достаточную величину вольт-секунд для сброса магнитной индукции в сердечнике. Сопротивление $R8$ нужно определить эмпирическим путём, так, чтобы получить требуемое напряжение при пиковом токе дросселя 7 А. Для начала подойдёт сопротивление 1.5 Ом. Резисторы обратной связи должны делить выходное напряжение 50.0 В до 1.23 В. Реальные значения выбираются произвольно. Выберем 4.64 кОм для $R2$, тогда сопротивление $R1$ должно равняться 187 кОм. Резисторный делитель на выводе выключения задаёт напряжение выключения равным 100 В.

Следующий шаг — подберём ток пульсаций и рассчитаем дроссель. Эта схема является каскадной системой, поэтому нужно удлинять переходную характеристику каскад за каскадом. Колебания тока нагрузки входного каскада будут меньше, чем колебания тока выходной нагрузки, поэтому зададим маленькую величину пульсаций в дросселе. Низкий ток пульсаций обеспечит длительное время отклика. Подходящее значение тока пульсаций — 500 мА. Для расчёта индуктивности дросселя используем уравнение дросселя:

$$L = V \times dt/di = (187 \text{ В} - 50 \text{ В}) \times (0.26 \times 6.54 \text{ мкс})/0.50 \text{ А} = 466 \text{ мкГн}. \quad (10.5)$$

В нашем опытном образце будут использоваться четыре дросселя индуктивностью по 390 мкГн (фирмы Miller из каталога Digi-Key), включенные последовательно-параллельно с целью получения индуктивности 400 мкГн при токе 11 А и 780 мкГн на малом токе. Ток пульсаций при полной нагрузке будет около 600 мА вместо желаемых 500 мА, а при малых нагрузках ток пульсаций будет 300 мА. Конденсатор EEUF1J511 способен работать при токе пульсаций 690 мА и имеет ЕПС 0.178 Ом. Напряжение пульсаций составит порядка 70 мВ.

На роль коммутационного диода подойдёт HFA16TA60С. Средний ток при полной нагрузке будет равен 8.5 А, и нам потребуется максимальное обратное напряжение более 200 В, чтобы получить достаточный запас. Этот диод имеет максимальное обратное напряжение 600 В и средний номинальный ток 16 А. К диоду $D2$ при обратном смещении будет прикладываться почти полное входное напряжение 187 В, поэтому подойдёт 200-вольтовый FRED MURD620CT. Второй диод

в сборке включается параллельно. К диоду $D3$ в процессе сброса магнитной индукции в сердечнике будут прикладываться короткие высоковольтные импульсы, поэтому подойдёт 60-вольтовый диод Шотки 10VQ060.

Вспомогательный источник питания для управляющей ИС нам не понадобится. Питание для «мгновенного включения» управляющей ИС обеспечивает аккумуляторная батарея. Одна батарея не обеспечивает достаточного напряжения для управления ключом при полной её разрядке, а две батареи выдают слишком большое напряжение, когда они полностью заряжены. Мы используем две батареи и понизим напряжение управления ИС. Мягкий запуск нам не понадобится, поскольку нагрузка будет питаться от батареи до тех пор, пока выходное напряжение не достигнет напряжения батареи.

10.4. Проектирование выходного преобразователя

Для выходного преобразователя подходит двухтактный режим работы, поскольку его входное напряжение относительно стабильно. Удвоенная частота коммутации позволяет использовать намного меньшие индуктивности дросселей и ёмкости конденсаторов. Превосходным вариантом для реализации подобной схемы является ИС LM5030 фирмы National. Она удовлетворяет всем нашим требованиям: имеет внешнюю синхронизацию, внутреннюю коррекцию крутизны и большой номинальный ток управления затвором. Максимальный коэффициент заполнения (на входе) установим в 40%, чтобы оставить запас для управления и исключить возможность одновременного отпираия (замыкания) ключей. Наименьшее входное напряжение равно напряжению батареи 35.1 В минус падение напряжения на коммутирующем диоде 0.7 В, т. е. 34.4 В. Максимальное входное напряжение равно напряжению предварительного стабилизатора 50 В минус падение напряжения на коммутирующем диоде 0.7 В, т. е. 49.3 В. Этим определяется минимальный коэффициент заполнения 28%. Коэффициент заполнения на выходе будет иметь удвоенное значение, т. е. находиться в диапазоне 56...80%.

Среднеквадратический переменный выходной ток равен 2.5 А. Однако средний ток для источника 170 В будет составлять 900 мА, а для источника 120 В — 1.25 А. Пиковые токи будут равны 3.5 и 2.5 А соответственно. Максимальное напряжение на выпрямительном диоде возникает при минимальном коэффициенте заполнения. Максимальным входным напряжением для источника 170 В будет напряжение 303 В плюс падение напряжения на выпрямителе. Максимальным для источника 120 В будет напряжение 214 В. Максимальное обратное напряжение для обоих источников будет равно удвоенному входному напряжению. Один из способов снизить негативное воздействие на диоды источника 170 В — включить вместо него источник напряжения 50 В последовательно с источником 120 В. В случае использования такой схемы необходимо при разводке печатной платы располагать два этих источника как можно ближе друг к другу. Увеличение максимального коэффициента заполнения до 45% и последовательное включение двух источников даёт значения максимального обратного напряжения 190 В и 79 В. Минимальный коэффициент заполнения возрастает до 63%. Для источни-

ка 120 В вполне подходит диод HFA08TA60, но диод HFA16TA60 дешевле и позволяет нам использовать один и тот же компонент в двух позициях. В источнике 50 В можно использовать диод MURD620CT. Для обоих типов диодов прямое падение напряжения при токе 1 А составляет 1,2 В, поэтому напряжения на обмотках трансформатора должны составлять 80 В и 191 В. Схема преобразователя изображена на **Рис. 10.5**.

Выходной ток мал даже при полной нагрузке, поэтому начнём с тока пульсаций 600 мА. Источник перейдёт в прерывистый режим работы при выходном токе 300 мА, что соответствует мощности нагрузки около 25 ВА. Индуктивность 50-вольтового дросселя должна равняться:

$$L = V \times dt/di = (79 \text{ В} - 50 \text{ В}) \times (0.63 \times 3.27 \text{ мкс})/0.60 \text{ А} = 100 \text{ мкГн}. \quad (10.6)$$

Индуктивность 120-вольтового дросселя должна быть равной:

$$L = V \times dt/di = (190 \text{ В} - 120 \text{ В}) \times (0.63 \times 3.27 \text{ мкс})/0.60 \text{ А} = 240 \text{ мкГн}. \quad (10.7)$$

Вследствие последовательного включения источников пиковый ток в них одинаков, поэтому оба дросселя должны обладать номинальным пиковым током 3,8 А.

Наименьшее входное напряжение равно 34,4 В. Импульсный ток составляет порядка 12 А, поэтому падение напряжения на IRFB33N15D составляет порядка 0,7 В. На токоизмерительном резисторе будет падать 0,5 В. Отсюда наименьшее напряжение трансформатора — 33,2 В. Соотношение витков в обмотках трансформатора равно $80/33.2 = 2.41$ для источника 50 В и $191/33.2 = 5.75$ для 120-вольтового источника.

Для первичной обмотки подойдут по четыре витка на плечо (всего восемь витков) провода №10. Для вторичной обмотки 50 В возьмём по девять витков на плечо провода №18, а для 120-вольтовой обмотки возьмём по 23 витка на плечо провода №18.

И вновь наше первоначальное решение требует корректировки. Поскольку микросхема LM5030 имеет напряжение измерителя тока 500 мВ, резистор будет рассеивать почти 6 Вт. Это значит, что лучше применить здесь токоизмерительный трансформатор.

Транзистор IRFB33N15D обладает номинальным током стока 33 А при температуре 25°C. При 150°C он способен выдержать пиковый ток 12 А. Номинальное напряжение стока должно составлять не менее 150 В, так как максимальное напряжение на стоке будет равно удвоенному входному напряжению 50 В. 100-вольтовый МОП-транзистор не будет обладать достаточным запасом по напряжению стока.

Величина напряжения выходных пульсаций в этой схеме не имеет большого значения. Конденсатор EEU-EB2D101 фирмы Panasonic номиналом 100 мкФ/200 В обладает достаточным предельно допустимым током пульсаций и низким тангенсом угла потерь. В источнике 50 В можно использовать конденсатор EEU-FC1J151 номиналом 150 мкФ/63 В. В качестве диода D5 будет хорошо работать сборка MBR2080CT. Средний ток при полной нагрузке будет равен 1 А, и нам понадобится максимальное обратное напряжение 60 В, чтобы иметь достаточный запас. В любой момент времени только один диод в сборке будет проводить ток.

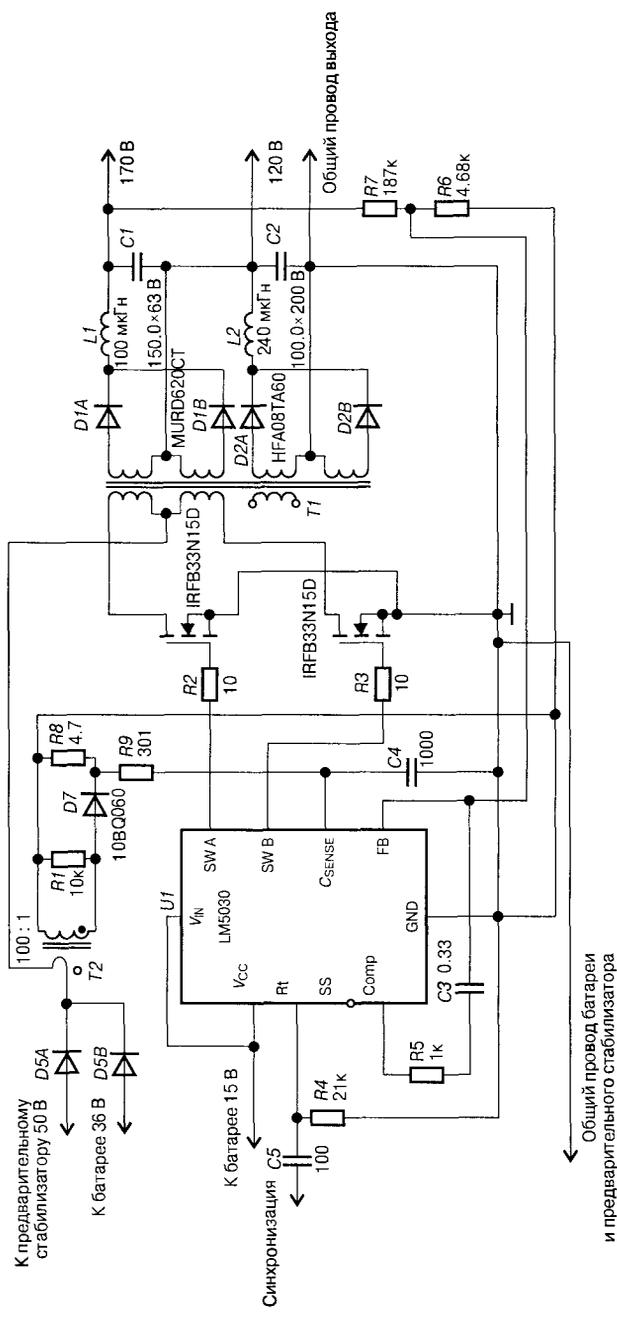


Рис. 10.5. Схема выходного преобразователя

10.5. Проектирование Н-моста

Типовая схема выходного Н-моста изображена на **Рис. 10.6**. Благодаря использованию 200-вольтовых МОП-ключей будет обеспечен достаточный запас по напряжению. Ключи верхнего плеча управляются микросхемами IR2117, так же как во входном предварительном стабилизаторе.

Вольтодобавочные конденсаторы ёмкостью 1 мкФ для драйверов IR2117 должны быть плёночными с минимальной утечкой. Использование электролитических конденсаторов неприемлемо вследствие малого интервала времени, в течение которого должно быть открыто верхнее плечо. В цепи управления верхним плечом для источника 170 В используется 60-вольтовый p -канальный МОП-транзистор, так как от него требуется выдерживать только напряжение источника 50 В. Конденсатор $C3$ подаёт форсирующий ток отпирания ключа $Q5$, так как ток, обеспечиваемый резистором $R1$, недостаточен для его отпирания. Резистор $R1$ должен быть мощностью 500 мВт. Он будет рассеивать только 250 мВт, потому что коэффициент заполнения для источника 170 В составляет 25%. Резистор $R2$ обеспечивает запираение ключа $Q5$.

10.6. Проектирование схемы управления мостом

На **Рис. 10.7** изображены схема делителя тактовой частоты, источник питания логических микросхем, стабилизатор батареи и генератор синхросигнала для схем преобразования мощности. На **Рис. 10.8** изображены логические схемы, осуществляющие управление Н-мостом.

На нижние ключи ($Q2$ и $Q4$) Н-моста нужно подавать открывающий сигнал на время 1.04 мс (одна восьмая полупериода частоты 60 Гц) в середине каждого периода нулевого напряжения. Это позволяет току в начальный момент времени переходить из одного нижнего ключа в другой и гарантирует, что моменты отпирания нижнего и верхнего ключей не перекрываются. Верхние и нижние ключи не должны отпираться в одно и то же время во избежание короткого замыкания.

На **Рис. 10.9** изображена схема батареи и её зарядки. Схема подзарядки выполнена по методу, изложенному в инструкции U-104 фирмы TI. Транзисторы $Q1$ и $Q2$ включены по схеме Дарлингтона, так как микросхема может выдавать ток управления всего лишь 25 мА. Диод $D1$ нужен для отключения микросхемы от батареи при пропадании питания. Он гарантирует, что ни один из активных компонентов в цепи ИС не будет смещён батареей в обратном направлении.

Вы, должно быть, заметили, что на схемах, приведённых на **Рис. 10.4** и **10.5**, вывод GND управляющей ИС соединён с «земляной» обкладкой фильтрующего выходного конденсатора отдельным проводом (как это и изображено на схемах). Таким образом, токоизмерительный резистор и компоненты левой (со стороны первичной обмотки трансформатора) стороны каждой из схем должны быть подключены к выводу GND микросхемы, а он в свою очередь должен иметь единственное короткое соединение с компонентами силовой части схемы, подключенными к «силовой земле» (Power Ground — PGND). Устройства сетевой коммута-

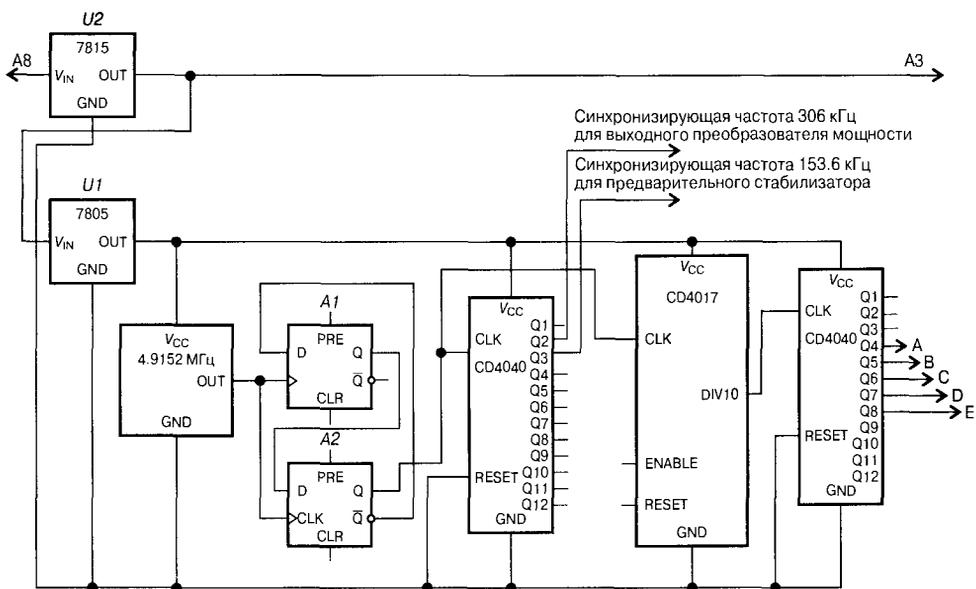


Рис. 10.7. Схема тактового генератора и стабилизатора батареи

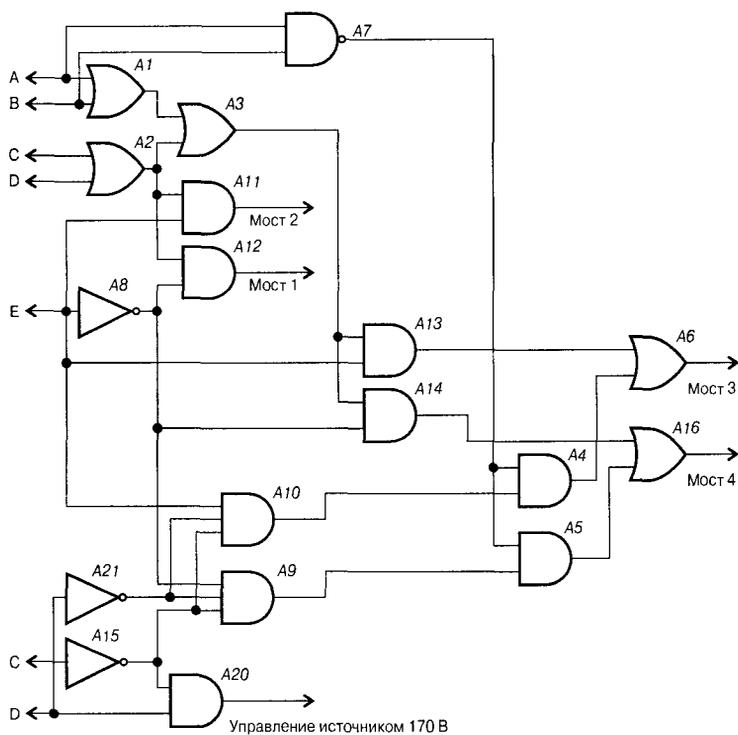


Рис. 10.8. Логическая схема управления Н-мостом

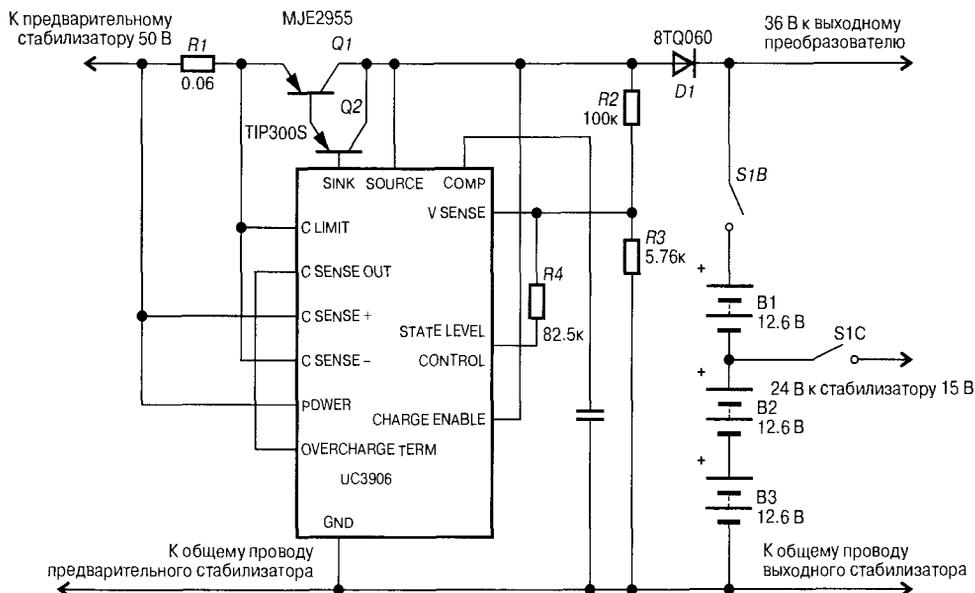


Рис. 10.9. Батарея и схема её зарядки

ции и предварительный стабилизатор 50 В должны быть собраны на одной печатной плате, а мощные выходные схемы — на другой. Можно также входные цепи собрать на одной стороне печатной платы, а выходные схемы — на другой стороне и между ними проложить очень широкие дорожки для подключения батареи и зарядного устройства.

СЕТЕВОЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ ДЛЯ КОМПЬЮТЕРА

- Установочные требования
- Первичный источник питания
- Преобразователь постоянного напряжения (DC/DC)
- Выбор диода
- Расчёт дросселей
- Расчёт конденсаторов
- Расчёт трансформатора

В этой главе мы выполним «на бумаге» проект 220-ваттного импульсного источника питания для компьютера и рассмотрим все шаги, необходимые для создания рабочей схемы. Следует отметить, что приведённые здесь схемы являются результатом проектных расчётов и не готовы к работе. Их назначение — проиллюстрировать процесс проектирования, начиная с «бумажной» разработки схемы и вплоть до её окончательной отладки в лабораторных условиях.

Крайне важно помнить, что почти все схемы в данном проекте подключаются непосредственно к сети. Это представляет потенциальную угрозу для жизни. При тестировании и анализе всегда используйте соответствующий разделительный трансформатор для гальванической развязки схемы от сети переменного тока.

11.1. Установочные требования

Выходные параметры импульсного источника питания, как правило, устанавливаются в соответствии с потребностями системы, для которой он предназначен, и довольно жёстки. Для источника питания компьютера они обычно следующие:

Выходное напряжение	Выходной ток	Напряжение пульсаций
5.0 В ($\pm 5\%$)	18 А	50 мВ
12 В ($\pm 5\%$)	14 А	120 мВ
-12 В ($\pm 10\%$)	0.5 А	120 мВ
3.3 В ($\pm 5\%$)	14 А	50 мВ

Если вас интересует пример задания полных технических характеристик источника питания, найдите в Интернете файл ATX12V_1_3dg.pdf. В Табл. 11.1 приведён список параметров, которые необходимо выбрать, и выбранные варианты для рассматриваемого нами примера.

Таблица 11.1. Параметры источника питания и выбранные варианты

Параметр	Выбор
Выбор напряжения (ручной/автоматический)	Автоматический
Частота питающей сети (50/60/универсальная)	Универсальная
Коррекция коэффициента мощности (да/нет)	Нет
Диапазон напряжения питания (10%/15%/20%)	20%
Время удержания напряжения	2 периода
Нестабильность выходного напряжения по сети	0.5%
Нестабильность выходного напряжения по нагрузке	0.1%
Ограничение тока (постоянное/перегрузочное)	Постоянное
Максимальная внутренняя температура	60°C
Температура окружающей среды	10...50°C
Средняя наработка на отказ	>100000 часов (11 лет)
Общая производительность (с максимальной нагрузкой)	80%
Класс по стандарту FCC Part 15	B
Суммарная стоимость компонентов (в ценах от 1000 шт.)	50 долларов

Вполне возможно, что на первом этапе проектирования нам не удастся реализовать сразу все указанные в этом списке технические характеристики.

11.2. Первичный источник питания

На Рис. 11.1 изображён типовой универсальный первичный источник питания. Он состоит из выключателя питания, предохранителя, фильтра радиопомех, термистора с отрицательным ТКС для ограничения пускового тока, двухполупериодного мостового выпрямителя и фильтрующего конденсатора.

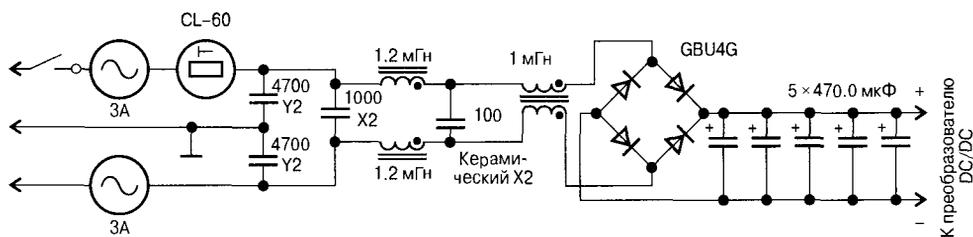


Рис. 11.1. Типовой универсальный первичный источник питания

Наихудшим случаем для нашего проекта является нарушение электроснабжения 115 В/50 Гц, сопровождающееся пропаданием двух периодов питающего напряжения. Пиковое линейное напряжение при понижении на 22% равно

$$115 \times 0.78 \times 1.414 = 127 \text{ В.} \quad (11.1)$$

Исходя из наших требований, источник питания должен продолжать выдавать полную выходную мощность 220 Вт даже при отсутствии напряжения в сети в течение 40 мс. Из главы 3 мы помним, что в худшем случае это время составит примерно 48 мс.

Чтобы выбрать ёмкость первичного источника, нам нужно знать две вещи. Во-первых, энергию, потребляемую за два периода. Во-вторых, диапазон входного напряжения преобразователя постоянного напряжения (DC/DC). На данном этапе это значение можно выбирать в некоторой степени произвольно. Сделав это напряжение низким (например, 80 В), можно будет использовать накопительный конденсатор меньшей ёмкости и соответственно меньшей стоимости. Такое низкое напряжение усложняет задачу проектирования преобразователя DC/DC, потому что соотношение входных напряжений будет равно 4.85. Большой входной диапазон затрудняет управление выходным напряжением во всём диапазоне состояний питающей сети. Увеличив наименьшее напряжение (например, до 120 В), можно снизить сложность схемы и улучшить управление в преобразователе DC/DC, но потребуются пять или шесть конденсаторов, для того чтобы обеспечить достаточно энергии на случай нарушения электроснабжения. Использование схемы активной коррекции коэффициента мощности может значительно упростить проектирование преобразователя DC/DC, но ценой использования дополнительных компонентов в предварительном стабилизаторе.

Зададим величину минимального постоянного напряжения в отсутствие питания равной 100 В. Исходя из наших требований, максимальное постоянное напряжение будет равно 390 В (при максимальном напряжении на линии питания). Для начала нам нужно найти величину энергии, потребляемой во время пропадания питания:

$$\text{Энергия} = (P \times T) / \text{КПД} = (220 \text{ Вт} \times 0.048 \text{ с}) / 0.80 = 13.2 \text{ Дж.} \quad (11.2)$$

Для расчёта ёмкости используем систему уравнений, поскольку накапливаемая энергия при пиковом входном переменном напряжении 90 В (постоянном напряжении 127 В) должна быть на 13.2 Дж больше, чем при постоянном напряжении на конденсаторе 100 В. Теперь мы имеем достаточно данных для расчёта ёмкости:

$$C \times 127^2 = 13.2 + (C \times 100^2); \quad (11.3)$$

$$16129 C = 13.2 + 10000 C; \quad (11.4)$$

$$6129 C = 13.2; \quad (11.5)$$

$$C = 13.2 / 6129 = 2154 \text{ мкФ.} \quad (11.6)$$

Фильтрующий конденсатор первичного источника питания более всего подвержен отказам, поскольку через него протекает большой ток пульсаций. Чтобы удовлетворить нашему диапазону напряжения и обеспечить надёжность работы,

выберем конденсатор 381EL серии CDE. Этот конденсатор способен работать 100 000 часов при температуре 65°C с током пульсаций, номинальным для 105°C. В первом приближении, среднеквадратический ток пульсаций равен среднеквадратическому току, потребляемому от сети. Это происходит при пониженном напряжении сети 90 В, поэтому ток пульсаций в худшем случае равен

$$(220 \text{ Вт}/90 \text{ В})/0.8 = 3.1 \text{ А.} \quad (11.7)$$

Наибольшая ёмкость конденсатора выбранной нами серии — 470 мкФ. Чтобы получить требующуюся нам минимальную ёмкость, придётся использовать пять таких конденсаторов, включив их параллельно. (Здесь мы впервые сталкиваемся с вероятностью того, что не сможем одновременно удовлетворить требованиям по стоимости и по времени удержания выходного напряжения.) Каждый из конденсаторов имеет номинальный ток пульсаций 1.4 А на частоте 120 Гц, поэтому суммарно предельно допустимый ток пульсаций составит 7.0 А. Снизим это значение на 10% для работы на частоте 100 Гц, что даст 6.3 А. Мы имеем достаточный запас для выхода за пределы заданной температуры окружающей среды и заданного тока. Это значение даёт также некоторый запас для каждого из «пятерки» конденсаторов с учётом возможного неравенства токов. Через конденсатор с большей ёмкостью протекает больший ток пульсаций. Как было отмечено в главе 6, как правило, ёмкость конденсатора существенно падает лишь при температуре ниже — 20°C, поэтому мы можем не учитывать зависимость ёмкости от температуры.

В качестве выпрямителя можно взять мостовой выпрямитель переменного тока, например GBU4G фирмы General Semiconductor. В справочных данных указывается, что этот мост может работать без радиатора со среднеквадратическим током 3.1 А и напряжением 240 В, если предусмотреть на плате для выводов медные площадки размерами 1.2×1.2 сантиметра или применить небольшой алюминиевый радиатор. Для защиты моста GBU4G подходит ограничитель пускового тока CL-60 фирмы Thermometrics. Он обладает сопротивлением в холодном состоянии 10 Ом, поэтому максимальный пусковой ток для системы 240 В будет около 27 А.

Выберем номинальные ёмкости фильтрующих конденсаторов первичного источника питания. Y-конденсаторы ёмкостью 4.7 нФ дадут в системе 240 В/60 Гц утечку не более 0.5 мА. Ёмкости X-конденсаторов для начала можно выбрать 0.1 мкФ и 100 пФ. Номиналы фильтрующих конденсаторов и дросселей следует откорректировать по результатам тестирования на электромагнитную совместимость.

11.3. Преобразователь постоянного напряжения (DC/DC)

Схема преобразователя постоянного напряжения (DC/DC) изображена на **Рис. 11.2**. Для всех источников питания я отдаю предпочтение контроллеру с управлением по току. Этот тип импульсного управления гарантирует, что через ключ не потечёт ток, способный вывести его из строя. Микросхемы серии UC1842 выпускаются многими производителями, включая Linear Technology и Texas Instruments (бывшую Unitrode). Оба производителя предлагают ИС с улучшенными характеристиками по сравнению с оригинальной серией. Эти микросхемы

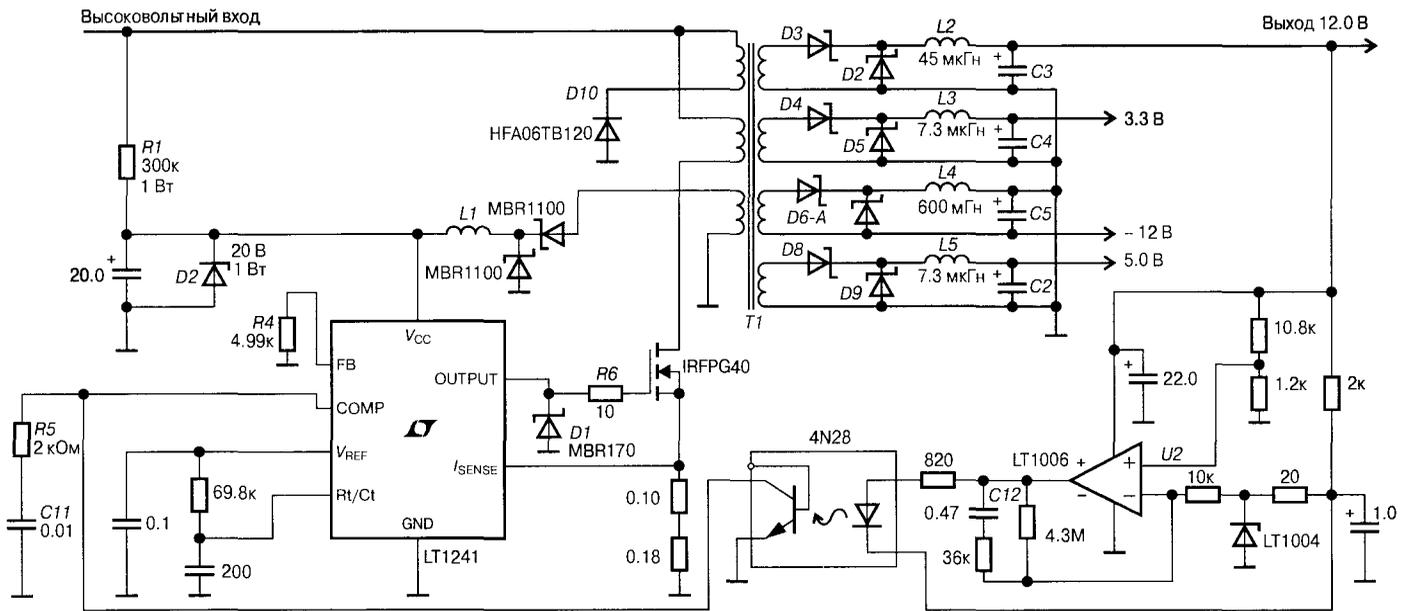


Рис. 11.2. Схема преобразователя постоянного напряжения (DC/DC)

предназначены для сетевых источников питания и мощных преобразователей DC/DC. Будем использовать микросхему LT1241 фирмы Linear Technology благодаря наличию в ней встроенного ограничителя коэффициента заполнения (значением 50%). Большая часть вспомогательной информации для этой схемы взята из справочных данных по микросхеме LT1241, инструкции 25 фирмы Linear Technology и инструкции U-100A фирмы Unitrode.

В нашей схеме будет использован одноключевой прямоходовой преобразователь. В трансформаторе необходимо в каждом периоде частоты коммутации сбрасывать магнитную индукцию, поэтому нам понадобится контроллер, имеющий ограничение коэффициента заполнения значением 50%. Эта схема ограничивает наш выбор ключа 1000-вольтовыми компонентами. Выберем полевой транзистор IRFPG40. Данный компонент имеет $I_{D\text{MAX}} = 4.3 \text{ А}$ при 25°C , поэтому он укладывается в наш среднеквадратический ток наихудшего случая 3.1 А. Действительно ли подходит данный компонент, мы проверим в процессе проектирования.

Далее нам нужно выбрать рабочую частоту. Выберем 100 кГц. Входное напряжение имеет очень большой диапазон, поэтому нам следует сделать межимпульсный интервал как можно меньше. Выберем номиналы задающих конденсатора и резистора по номограммам на странице 6 справочных данных по микросхеме LT1241. Выберем ёмкость 200 пФ, чтобы получить межимпульсный интервал как можно ближе к 0%. Теперь мы видим, что сопротивление резистора при рабочей частоте 100 кГц должно быть 70 кОм.

Далее спроектируем запускающий источник питания для LT1241. Начнём с выбора сопротивления питающего резистора $R1$. В состоянии блокировки при пониженном напряжении LT1241 потребляет приблизительно 250 мкА. Требуется подавать этот ток и ещё заряжать конденсатор источника питания $C1$. Время запуска зависит от того, насколько быстро ток через резистор $R1$ зарядит конденсатор до напряжения 9.6 В. С другой стороны, чем быстрее заряжается конденсатор, тем большую мощность рассеивает резистор $R1$, что повышает внутреннюю температуру источника питания и снижает производительность. Выберем допустимое рассеивание 0.5 Вт при наивысшем входном напряжении:

$$R = E^2/P = (390^2)/0.5 = 305 \text{ кОм}. \quad (11.8)$$

Ближайшее стандартное значение с отклонением 5% — 300 кОм.

Выберем рабочее напряжение микросхемы 10 В, чтобы обеспечить соответствующий заряд затвора и достаточный запас от порога выключения при пониженном напряжении. При скачках нагрузки возможно временное повышение напряжения вспомогательного источника питания выше 10 В. Защитим ИС, ограничив стабилитроном напряжение источника значением 20 В. В нормальном режиме работы при напряжении 10 В контроллер потребляет ток 8 мА. Основная часть потребляемого тока уходит на управление затвором МОП-ключа. Требуемый ток управления затвором можно рассчитать по справочным данным транзистора. Управление транзистором будет осуществляться напряжением 10 В с частотой 100 кГц. Рисунок 6 из справочных данных показывает, что при этом потребуется заряд затвора приблизительно 90 нКл на каждый период. В одной секунде умещается 100 000 периодов, поэтому заряд равен

$$90 \times 10^{-9} \times 10^5 = 0.009 \text{ Кл/с, т. е. } 9 \text{ мА.} \quad (11.9)$$

Сопrotивление токоизмерительного резистора выберем, исходя из справочных данных по микросхеме LT1241 и максимального тока стока транзистора. Максимальный ток стока ограничивается температурой корпуса. Позволим транзистору нагреваться на 25°C выше температуры окружающей среды, т. е. до 85°C. Этим ограничивается ток стока до 3.4 А и задаётся размер требуемого для транзистора радиатора. Следующая формула из справочных данных по микросхеме LT1241 даёт сопротивление токоизмерительного резистора:

$$R_S = 1.0 \text{ В}/I_{\text{Peak}} = 1.0/3.4 = 0.294 \text{ Ом.} \quad (11.10)$$

Цепь управления выходным напряжением 12 В должна пересекать изоляционный барьер. Для реализации обратной связи и требуемой защитной изоляции используется схема, состоящая из микросхемы U2 и оптопары 4N28. Эта схема является точной копией схемы обратной связи из примера сетевого источника питания в инструкции 25 фирмы Linear Technology. Компаратор LT1006 сравнивает выходное напряжение преобразователя с напряжением 1.2 В на выходе источника опорного напряжения LT1004 и пропорционально их разнице управляет светодиодом оптопары 4N28. Катод светодиода оптопары 4N28 подключается к источнику опорного напряжения, чтобы операционный усилитель «опирался» на достаточно высокое положительное напряжение относительно земли. Цепь коррекции состоит из R5 и C11 с ориентировочными номиналами, взятыми из инструкции 25 фирмы Linear Technology. Резистор сопротивлением 4.99 кОм между выводом обратной связи LT1241 и землёй нужен для того, чтобы внутренний усилитель ошибки не снижал напряжение управления на выводе коррекции. Транзистор оптопары 4N28 регулирует напряжение на выводе коррекции, поддерживая выходное напряжение. При лабораторном тестировании опытного образца номиналы R5 и C11, безусловно, будут подобраны так, чтобы получилась хорошая переходная характеристика. R8 и C12 также обеспечивают коррекцию контура обратной связи, и может потребоваться корректировка их номиналов в лабораторных условиях.

Выходной каскад (драйвер) микросхемы LT1241 имеет пиковый ток 1.0 А. Резистор R6 обеспечивает защитное ограничение тока для ИС, и его сопротивление равно напряжению источника питания, делённому на пиковый ток микросхемы. Диод D1 не даёт отрицательным выбросам напряжения, проникающим на вывод выхода ИС через внутренние ёмкости транзистора, превысить падение напряжения на диоде Шотки. Большие отрицательные выбросы могут стать причиной нестабильности работы ИС из-за того, что откроются паразитные диоды в выходном транзисторе и между корпусом и подложкой.

11.4. Выбор диода

Чтобы узнать требуемое максимальное обратное напряжение, нужно знать максимальное напряжение на каждой обмотке. Отношение наибольшего напряжения к наименьшему равно 390/100, т. е. 3.9. Все выбранные нами диоды выпускаются фирмой International Rectifier.

На выходе +5 В будет присутствовать обратное напряжение 10 В при низком входном напряжении и $3.9 \times 10.8 = 42.1$ В при высоком входном напряжении. Такое напряжение диоды Шотки способны выдерживать. Стандартные обратные напряжения диодов Шотки — 30 В, 45 В и 60 В. Номинальное напряжение 45 В слишком близко к пиковому напряжению и не даёт достаточного запаса на выбросы; нам нужен 60-вольтовый диод. Лучше всего подойдёт сдвоенный диод MBR4060WT в корпусе ТО-247. Два диода в едином корпусе используются в качестве *D8* и *D9*. В справочных данных указывается, что прямое напряжение составляет 0.7 В. Диод будет рассеивать не более $0.7 \times 18 = 13$ Вт. Модель радиатора 532802b02500 фирмы Aavid способна рассеивать 13 Вт с нагревом на 50°C без принудительного обдува.

На выходе +12 В будет присутствовать обратное напряжение 24 В при низком входном напряжении и $3.9 \times 25.2 = 98.3$ В при высоком входном напряжении. Такое напряжение едва укладывается в возможности 100-вольтового диода Шотки, но при этом не остаётся запаса на выбросы. Лучше использовать ультрабыстрый диод, хотя он и рассеивает большую мощность. Подойдёт сдвоенный диод MUR2020CT в корпусе ТО-220. Два диода в едином корпусе используются в качестве *D2* и *D3*. Этот диод выдерживает средний прямой ток 14 А при температуре корпуса 150°C. В справочных данных указывается, что прямое падение напряжения на диоде при токе 14 А составляет 0.9 В. Значит, он будет рассеивать $0.9 \times 14 = 13$ Вт. Модель радиатора 532802b02500 фирмы Aavid способна рассеивать 13 Вт с нагревом на 50°C без принудительного обдува.

Выход -12 В имеет одинаковые параметры с выходом +12 В, за исключением того, что его ток значительно ниже. Нам по-прежнему нужен ультрабыстрый диод, чтобы иметь достаточный запас для наибольшего входного напряжения и выбросов. На роль диода *D6* подходит сдвоенный диод MURD620CT в корпусе D-Пак. Он выдерживает ток 0.5 А при температуре корпуса более 150°C. Этот диод предназначен для монтажа на поверхность, но если обеспечить большую площадь медной фольги, то отвод тепла будет достаточным. Прямое напряжение при токе 0.5 А составляет 0.8 В. Значит, диод будет рассеивать $0.8 \times 0.5 = 0.4$ Вт. В справочных данных указывается тепловое сопротивление между окружающей средой и переходом 80°C/Вт. Таким образом, температура перехода будет равна $80 \times 0.4 + 60 = 92$ °C, что с большим запасом укладывается в предельно допустимые границы.

Источник +3.3 В идентичен источнику +5 В, но пиковое напряжение будет равно $3.9 \times 7.1 = 27.7$ В. Диод Шотки вполне удовлетворяет нашим требованиям. На роль *D4* и *D5* подходит 45-вольтовый диод MBR4045WT. В справочных данных указывается его прямое напряжение: 0.5 В при токе 15 А. Отсюда рассеиваемая мощность равна $0.5 \times 15 = 7.5$ Вт. Чтобы снизить затраты, будем использовать один и тот же радиатор для обоих источников (+5.0 и +12.0 В).

Обратное напряжение на *D10* будет равно пиковому напряжению на ключе (удвоенному высокому входному напряжению плюс выбросы), а ток будет равен требуемому для разряда паразитных индуктивностей в трансформаторе. Нам понадобится диод с максимальным обратным напряжением как минимум 1000 В и током, равным току в первичной обмотке. Обоим параметрам удовлетворяет

FRED HFA06TB120. Мы выбираем FRED благодаря его быстрдействию и плавной характеристике восстановления.

Вспомогательный источник питания имеет пиковое напряжение 81 В. Диод MBR1100 имеет максимальное обратное напряжение 100 В и номинальный прямой ток 1 А, что обеспечивает хороший запас по току.

11.5. Расчёт дросселей

Индуктивность дросселя $L1$ определяется требуемым током пульсаций. Этот выход не нуждается в очень быстрой переходной характеристике, поскольку нагрузка почти постоянна. Выберем для этого напряжения ток пульсаций 10% для худшего случая. При входном напряжении 20 В мы имеем изменение напряжения на дросселе 10 В как во время заряда, так и во время разряда. Это значит, что пиковый ток будет в точности равен удвоенному среднему току. Для вычисления требуемой индуктивности используем уравнение дросселя:

$$V = L di/dt; \quad (11.11)$$

$$10 = L (2 \text{ мА}/5 \text{ мкс}); \quad (11.12)$$

$$L1 = 10 \times 0.000005/0.002 = 25 \text{ мГн.}$$

Этот дроссель имеет высокую индуктивность, но низкий ток, поэтому ферритовый броневой или тороидальный сердечник обеспечит требуемую индуктивность и соответствующее магнитное экранирование. Начнём с тороида FT50 Mix 77 с обмоткой из 151 витка провода №28. Мы выбираем провод №28, скорее исходя из механической прочности, нежели из предельно допустимого тока.

Такой же метод используем для определения индуктивностей $L2...L5$. Этим источникам требуется более высокий коэффициент пульсаций, чтобы улучшить переходную характеристику. Для всех этих напряжений зададим коэффициент пульсаций 20%.

$$L2 = 12.0 \times (0.000005/2.8) = 21.5 \text{ мкГн};$$

$$L3 = 3.3 \times (0.000005/2.8) = 5.9 \text{ мкГн};$$

$$L4 = 12.0 \times (0.000005/0.1) = 600 \text{ мкГн};$$

$$L5 = 5.0 \times (0.000005/3.6) = 6.9 \text{ мкГн.}$$

Через $L2$, $L3$ и $L5$ течёт высокий ток, поэтому требуемую индуктивность и магнитное экранирование без насыщения обеспечат тороидальные сердечники из материала Mix 26. Индуктивности дросселей $L3$ и $L5$ достаточно близки друг к другу, чтобы можно было использовать одинаковые дроссели. Для начала выберем в качестве сердечника T106-26. Значение коэффициента индуктивности (A_L) для этого сердечника равно 900 мкГн/100 витков. Сначала рассчитаем требуемое число витков:

$$N = 100 \sqrt{\frac{L}{A_L}} = 100 \times \sqrt{\frac{6.9}{900}} = 100 \times \sqrt{0.00767} = 8 \text{ витков.} \quad (11.13)$$

Отсюда начальное значение индуктивностей L_3 и L_5 равно 5.8 мкГн. Девять витков дадут значение 7.3 мкГн. Большой ток подмагничивания снизит индуктивность, поэтому для обеих дросселей лучше взять 7.3 мкГн. В случае использования провода №12 нагрев дросселя L_5 составит 40°C при токе 18 А.

$$N = 100 (L/A_L)^{1/2} = 100 \times (21.5/900)^{1/2} = 100 \times (0.0239)^{1/2} = 16 \text{ витков.} \quad (11.14)$$

Отсюда реальная индуктивность дросселя L_2 равна 23 мкГн. При использовании провода №14 нагрев составит несколько больше 40°C, поэтому нам необходимо обеспечить, чтобы потери в сердечнике не перегрели дроссель.

Индуктивность дросселя L_4 достаточно велика, поэтому имеет смысл применить ферритовый сердечник. Достаточную индуктивность обеспечит тороидальный сердечник FT-50 Mix 77.

$$N = 1000 (L/A_L)^{1/2} = 1000 \times (0.600/1100)^{1/2} = 1000 \times (0.000545)^{1/2} = 23 \text{ витка.} \quad (11.15)$$

Для источника –12.0 В при максимальном токе 500 мА будет более чем достаточно провода №28.

Нам нужно проверить нагрев и магнитную индукцию для каждого из дросселей:

$$B = (E \times t \times 10^8)/(2 \times A \times N) = (L \times \Delta I \times 10^8)/(2 \times A \times N); \quad (11.16)$$

$$B_{L1} = (25 \text{ мГн} \times 2 \text{ мА} \times 10^8)/(2 \times 0.133 \times 151) = 125 \text{ Гс};$$

$$B_{L2} = (23 \text{ мкГн} \times 2.8 \times 10^8)/(2 \times 0.659 \times 16) = 305 \text{ Гс};$$

$$B_{L3} = (7.3 \text{ мкГн} \times 2.8 \times 10^8)/(2 \times 0.659 \times 9) = 172 \text{ Гс};$$

$$B_{L4} = (600 \text{ мкГн} \times 0.1 \times 10^8)/(2 \times 0.133 \times 23) = 980 \text{ Гс};$$

$$B_{L5} = (7.3 \text{ мкГн} \times 3.6 \times 10^8)/(2 \times 0.659 \times 9) = 221 \text{ Гс.}$$

Эти значения позволят нам рассчитать нагрев, вызванный переменной магнитной индукцией. Плотность мощности для каждого значения индукции определим по графику каждого материала при частоте 100 кГц:

$$P_{L1} = (2 \text{ мВт/см}^3) \times 0.401 \text{ см}^3 = 0.8 \text{ мВт};$$

$$P_{L2} = (400 \text{ мВт/см}^3) \times 4.28 \text{ см}^3 = 1.7 \text{ Вт};$$

$$P_{L3} = (150 \text{ мВт/см}^3) \times 4.28 \text{ см}^3 = 0.64 \text{ Вт};$$

$$P_{L4} = (300 \text{ мВт/см}^3) \times 0.401 \text{ см}^3 = 0.12 \text{ Вт};$$

$$P_{L5} = (100 \text{ мВт/см}^3) \times 4.28 \text{ см}^3 = 0.43 \text{ Вт.}$$

Полученные значения мощности используем для расчёта величины температурного нагрева:

$$\Delta T = (\text{Мощность}/\text{Площадь поверхности})^{0.833}. \quad (11.17)$$

$$\Delta T_{L1} = (0.8/4.7)^{0.833} = 0.22^\circ\text{C};$$

$$\Delta T_{L2} = (1700/22.6)^{0.833} = 37^\circ\text{C};$$

$$\Delta T_{L3} = (640/22.6)^{0.833} = 16^\circ\text{C};$$

$$\Delta T_{L4} = (120/4.7)^{0.833} = 15^\circ\text{C};$$

$$\Delta T_{L5} = (430/22.6)^{0.833} = 12^\circ\text{C}.$$

Мы видим, что дроссель $L2$ слишком сильно нагревается. Необходимо снизить переменную магнитную индукцию в сердечнике. Также нужно будет увеличить диаметр провода до №12, чтобы уменьшить выделение в нём тепла. Из главы 8 мы помним, что наибольшего эффекта можно достичь, снизив ток пульсаций и увеличив индуктивность, так как возрастёт число витков. Снизить потери можно также, используя сердечник с меньшим значением коэффициента индуктивности A_L . Заново проведём вычисления для сердечника T130 с током пульсаций 1.4 А:

$$N = 100 (L/A_L)^{1/2} = 100 \times (43/785)^{1/2} = 100 \times (0.0548)^{1/2} = 24 \text{ витка.} \quad (11.18)$$

$$L2 = 785 (N^2/10\,000) = 45 \text{ мкГн};$$

$$B_{L2} = (45 \text{ мкГн} \times 1.4 \times 10^8)/(2 \times 0.698 \times 24) = 188 \text{ Гс};$$

$$P_{L2} = (180 \text{ мВт/см}^3) \times 5.78 \text{ см}^3 = 1040 \text{ мВт};$$

$$\Delta T_{L2} = (1040/29.3)^{0.833} = 20^\circ\text{C}.$$

Теперь нужно убедиться, что дроссели не насыщаются. Формула для напряжённости магнитного поля:

$$H = (0.4 \times \pi \times N \times I) / l, \quad (11.19)$$

где l — длина магнитопровода.

$$H_{L1} = (0.4 \times \pi \times 151 \times 0.02)/3.02 = 1.26 \text{ Э};$$

$$H_{L2} = (0.4 \times \pi \times 24 \times 14)/8.28 = 51 \text{ Э};$$

$$H_{L3} = (0.4 \times \pi \times 9 \times 14)/6.49 = 24 \text{ Э};$$

$$H_{L4} = (0.4 \times \pi \times 23 \times 0.5)/3.02 = 4.8 \text{ Э};$$

$$H_{L5} = (0.4 \times \pi \times 9 \times 18)/6.49 = 31 \text{ Э}.$$

Получается, что дроссель $L1$ близок к насыщению, а режим работы $L4$ вышел на изгиб кривой намагничивания. Нужно увеличить длину магнитопровода, чтобы снизить напряжённость магнитного поля. Сердечник FT82 Mix 77 имеет ненамного более высокое значение A_L , но почти вдвое большую длину магнитопровода. Дроссель $L1$ с новым сердечником будет иметь то же самое число витков и ту же индуктивность.

$$H_{L1} = (0.4 \times \pi \times 151 \times 0.02)/5.26 = 0.72 \text{ Э};$$

$$B_{L1} = (25 \text{ мГн} \times 2 \text{ мА} \times 10^8)/(2 \times 0.245 \times 151) = 68 \text{ Гс};$$

$$P_{L1} = (1 \text{ мВт/см}^3) \times 1.29 \text{ см}^3 = 1.29 \text{ мВт}.$$

Сердечник FT82 всё же недостаточно велик для дросселя $L4$. Используем сердечник FT114, который потребует меньшее число витков вследствие более высокого значения коэффициента A_L .

$$N = 1000 (L/A_L)^{1/2} = 1000 \times (0.600/1270)^{1/2} = 1000 \times (0.000545)^{1/2} = 22 \text{ витка.} \quad (11.20)$$

$$H_{L4} = (0.4 \times \pi \times 22 \times 0.5)/7.42 = 1.9 \text{ Э};$$

$$B_{L4} = (600 \text{ мкГн} \times 0.1 \times 10^8)/(2 \times 0.375 \times 22) = 363 \text{ Гс};$$

$$P_{L4} = (30 \text{ мВт/см}^3) \times 2.79 \text{ см}^3 = 0.084 \text{ Вт}.$$

Нагрев этих сердечников будет минимален благодаря значительно меньшей плотности рассеиваемой мощности. Обратите внимание, что напряжённость магнитного поля в дросселе $L4$ всё же находится вблизи точки насыщения. Возможно снижение индуктивности на предельном постоянном токе. Тестирование в лабораторных условиях может указать на необходимость замены сердечника.

11.6. Расчёт конденсаторов

Проектная внутренняя температура источника питания довольно высока — 60°C , поэтому нам понадобятся электролитические конденсаторы с высокой номинальной температурой. Серия CDE 300 рассчитана на 2000 часов работы при температуре 125°C . В пересчёте на максимальную температуру 60°C получается срок службы 100 000 часов при номинальном токе пульсаций 0.6 А.

Конденсатор $C3$ должен создавать напряжение пульсаций не более 120 мВ с током пульсаций 1.4 А. Номинальный ток пульсаций должен быть равен $1.4/0.6 = 2.3$ А, а ЭПС должно быть менее $(0.667 \times 0.12)/1.4 = 57$ мОм. График ЭПС для конденсатора типа 300 показывает одинаковые значения на частотах 20 кГц и 100 кГц. «Положив» 33% пульсаций на ёмкость конденсатора, получаем $1/(2 \times \pi \times 100 \text{ кГц} \times 0.028) = 57 \text{ мкФ}$. Конденсатор номиналом 1800 мкФ/16 В с ЭПС 55.0 мОм и номинальным током пульсаций 2.76 А является самым маленьким из способных удовлетворить нашим требованиям к ЭПС.

Повторим расчёты для $C2$, $C4$ и $C5$.

Расчет $C2$:

Номинальный ток пульсаций = $3.6 \text{ А}/0.6 = 6 \text{ А}$;

$$\text{ЭПС} = (0.667 \times 0.05)/3.6 = 0.009;$$

$$X_C = 0.005;$$

$$C = 1/(2 \times \pi \times 100 \text{ кГц} \times 0.005) = 320 \text{ мкФ}.$$

Реальный конденсатор: CDE 301R183U6R3JL2, 18000 мкФ, 6.3 В, 10.9 мОм, 9.45 А

Расчет C4:

Номинальный ток пульсаций = $2.8 \text{ А} / 0.6 = 4.7 \text{ А}$;

$$\text{ЭПС} = (0.667 \times 0.05) / 2.8 = 0.012;$$

$$X_C = 0.006;$$

$$C = 1 / (2 \times \pi \times 100 \text{ кГц} \times 0.006) = 265 \text{ мкФ}.$$

Реальный конденсатор: CDE 301R123U6R3GS2, 12 000 мкФ, 6.3 В, 15.3 мОм, 8.27 А

Расчет C5:

Номинальный ток пульсаций = $0.1 \text{ А} / 0.6 = 0.17 \text{ А}$;

$$\text{ЭПС} = (0.667 \times 0.12) / 0.1 = 0.14;$$

$$X_C = 0.07;$$

$$C = 1 / (2 \times \pi \times 100 \text{ кГц} \times 0.07) = 23 \text{ мкФ}.$$

Реальный конденсатор: CDE 301R821M016EG2, 820 мкФ, 16 В, 85 мОм, 1.8 А
Заметьте, что конденсаторы C2 и C4 выбраны со значительно большей ёмкостью, чем другие, чтобы получить достаточно низкое ЭПС и заданный номинальный ток пульсаций. Ёмкость этих конденсаторов примерно в 60 раз больше минимально необходимой. Это сделано ради того, чтобы как можно более полно удовлетворить все требования, предъявляемые к рассматриваемой схеме.

11.7. Расчёт трансформатора

Для максимального рассеивания тепла следует выбрать Ш-образный сердечник. В таблице 4 из документации фирмы Magnetics приведены типоразмеры сердечников, соответствующие различным частотам и уровням мощности. Для частоты 100 кГц и уровня мощности свыше 200 Вт рекомендуется сердечник ЕС41.

Далее рассчитываем требуемое соотношение числа витков трансформатора. Этот расчёт накладывает ограничения на работу преобразователя DC/DC вследствие широкого диапазона входного напряжения. Чтобы обеспечить как можно более широкий диапазон режимов работы, нам необходимо спроектировать систему, использующую полный диапазон ширины импульсов. Это значит, что мы установим ширину импульсов в 50% при входном напряжении 100 В. Система потеряет управление, как только мы достигнем наименьшего напряжения во время перебоя в питании.

Напряжение на дросселе в прямоходовом преобразователе при коэффициенте заполнения 50% равно выходному напряжению. Вспомогательный источник питания будет выдавать максимальный ток 20 мА. Напряжение на обмотке трансформатора будет вдвое больше выходного напряжения. Необходимо также сфор-

мировать дополнительное напряжение, которое требуется для компенсации падения напряжения на выпрямителе. Напряжение вспомогательной обмотки трансформатора должно составлять 20.3 В (с учётом 0.3 В падения напряжения на диоде). Отсюда соотношение числа витков равно $100/20.3 = 4.93$. Падение напряжения на диоде Шотки при токе 18 А составляет приблизительно 0.7 В. Значит, для обмотки источника 5 В при наименьшем входном напряжении требуется напряжение 10.7 В. Для источника +12 В потребуется минимальное напряжение 25.2 В, так как здесь вместо диода Шотки необходимо использовать ультрабыстрый диод. В источнике 3.3 В потребуется напряжение на вторичной обмотке 7.1 В. Таким образом, соотношение числа витков для источника 5 В равно $100/10.7 = 9.35$, для источника 12 В равно $100/25.2 = 3.97$, а для источника 3.3 В равно $100/7.1 = 14.1$.

Начнём наш расчёт, выбрав для первичной обмотки 20 витков. Нам нужно убедиться, что при наибольшем входном напряжении магнитная индукция такова, что сердечник не будет перегреваться:

$$B = E / (4 \times A \times N \times F \times 10^{-8}), \quad (11.21)$$

где E — среднеквадратическое напряжение; A — площадь поверхности сердечника в см^2 (из справочных данных); N — число витков в первичной обмотке; F — частота в Гц.

Для нашего сердечника:

$$B = 195 / (4 \times 1.24 \times 20 \times 10^5 \times 10^{-8}) = 1965 \text{ Гс.}$$

Приемлемые потери при индукции 2000 Гс и частоте 100 кГц даёт сердечник из материала Type R фирмы Magnetics. По графику для этого материала видим, что потери в сердечнике равны 400 мВт/см^3 .

$$P_{\text{LOSS}} = 400 \times 10.9 = 4.36 \text{ Вт.}$$

Это довольно большая потеря мощности, и из-за неё скорее всего сильно возрастёт внутренняя температура. Удвоив число витков, мы снизим магнитную индукцию до 982 Гс, а потери в сердечнике — до 70 мВт/см^3 . Это позволит также улучшить соответствие между различными источниками благодаря более точному соотношению витков. Потеря мощности в сердечнике снизится до 763 мВт.

Теперь можно определить число витков в обмотках:

Первичная обмотка — 40 витков;

Сбрасывающая обмотка — 40 витков;

Вспомогательная обмотка — 8 витков;

Обмотка 3.3 В — 3 витка;

Обмотка 5 В — 4 витка;

Обмотка 12 В — 10 витков.

Ток в первичной обмотке равен 2.8 А, поэтому для первичной и сбрасывающей обмоток используем провод №16. Бобина для сердечника ЕС41 имеет длину намотки 2.44 см, поэтому мы будем иметь на одном слое 18 витков. Первичная и

сбрасывающая обмотки включены в противофазе, поэтому можно намотать их одной 80-витковой обмоткой с отводом от середины. Для этого понадобится пять слоёв с большим пространством, остающимся на пятом слое. На этом пространстве можно намотать вспомогательную обмотку, используя провод подходящего диаметра. Для заполнения свободного пространства на пятом слое, с учётом безопасного интервала между обмотками, подойдёт провод №22.

Сильноточные обмотки для источников 3.3, 5.0 и 12.0 В должны быть намотаны медной полоской шириной 2 см и толщиной 20 мил. Для обмотки –12 В подойдёт провод №22.

Следующий шаг — собрать опытный образец и протестировать его в лабораторных условиях!

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

1526A — 37–39, 47
1846A — 43, 47, 84, 135

C

CSA C22.2 — 56

E

EN 132400 — 56

I

IEC 384-14 — 56
IEC 950 — 56, 228
IEEE — 57
IGBT — 200, 202
IR1176 — 195
IR2110 — 185

L

LM5030 — 135, 141, 246
LT1241 — 102, 258
LT1248 — 60
LT1516 — 49–50
LT1680 — 78, 81, 118–119, 130
LT3730 — 50
LTC1950 — 244
LTC3200 — 47–48, 90, 92
LTC3900 — 196, 198
LTC6902 — 190

M

MAX5052 — 111–112, 125–126, 129, 197
MAX868 — 92

S

SG2524 — 39

T

TL-497 — 28, 51

U

UC1860 — 51
UC1901 — 101–102
UL1283 — 56
UL1414 — 56
UL1950 — 228

Б

Биполярный транзистор — 170
 FBSOA — 171
 RBSOA — 171
 время рассасывания заряда — 174
 вторичный пробой — 171
 лавинный пробой — 171
 область устойчивой работы — 171–172
 управление базой — 171, 173–175
Блокировка при пониженном напряжении — 36, 43, 45, 111, 117, 258

В

Варистор металлооксидный — 65
Вихревой ток — 211, 233
Время удержания выходного напряжения — 62, 64, 66, 244, 256
Вспомогательный источник питания — 100–101, 103, 113, 115, 124, 127–128, 135, 138, 141, 143, 246, 258, 261
Выбросы в сети — 55–57, 65

Г

Гистерезис (магнитный) — 207, 213, 231

Д

Двухполупериодный мост — 52, 63, 133, 139–140, 196, 254

Двухтактный преобразователь — 20, 24, 36, 38, 133, 135–136, 207, 233, 246, 248

Демпферная цепь — 109, 158, 160, 167, 171, 174–175, 190–191

Диод — 162

FRED — 164–167, 169

p-i-n — 164

арсенид-галлиевый — 168

карбид-кремниевый — 168

обратное восстановление — 163–164

плавное восстановление — 165–167

плоскостной — 162–163

прямое восстановление — 163

стандартное восстановление — 163

ультрабыстрый — 163, 169

Шотки — 167–169

Дифференциальные помехи — 54, 241

Дроссель

нагрев — 220

неэкранированный — 204

определение — 13

экранированный — 204, 213

Е

Европейское Сообщество — 54, 56, 58

И

Измерение тока — 30, 39, 43, 61, 68, 78, 117, 122, 129, 133, 159, 161, 245, 259

Инвертирующий повышающий преобразователь — 19, 84–86

К

Комбинированный преобразователь — 19, 87–89

Компенсация коэффициента мощности — 57, 59, 61, 64

Конденсатор

X1 — 56

X2 — 56–57, 256

Y1 — 56

Y2 — 56, 256

алюминиевый — 66, 149–151

виды неисправностей — 56–57, 148, 150–152, 154, 255

воспламеняемость — 57

керамический — 57

металлобумажный — 56

металлопленочный — 56

многослойный керамический — 154

накопительный — 61–62, 64, 66, 112, 239, 242, 255

ниобисный — 153

определение — 14, 36

плёночный — 157–158

полимерный танталовый — 154

полимерный электролитический — 153

самовосстановление — 56, 150, 157

танталовый — 94, 151, 153

температурный коэффициент ёмкости — 152, 158

ток пульсаций — 68, 151

фильтра помех — 54, 56

эквивалентная последовательная индуктивность — 148, 154

эквивалентная схема замещения — 147–148

Контроллер с частотно-импульсной модуляцией — 27, 93

Контроллер с широтно-импульсной модуляцией — 24, 28–29, 31, 59, 62

Коррекция — 31

эмпирический метод — 34

Коррекция крутизны — 43, 68, 79–80, 82–83, 106, 118, 122, 131, 133, 138, 244

Коэффициент рассеяния — 149

Кривая намагничивания — 207–209, 212, 227, 263

Л

Летающий конденсатор — 25–26, 47–48, 50, 91, 94

М

Магнитная индукция — 211, 213, 215, 219–222, 227, 230, 232, 235, 262, 266

Медицинское оборудование — 54

Межимпульсный интервал — 29, 38, 40, 47, 76, 134, 196, 258

МОП-транзистор (MOSFET) — 176

p-канальный — 178

внутренний диод — 180

ёмкость затвора — 180, 182

измерительный — 198

лавинные характеристики — 191

лавинный пробой — 191

напряжение на затворе — 178

область устойчивой работы — 190

обратное восстановление — 180
 подавление радиопомех — 189
 синхронное выпрямление — 194–196
 сопротивление в открытом состоянии — 178
 трансформаторное управление — 186, 188
 управление верхним плечом — 185–186, 188
 управление затвором — 180–181, 184, 187–188
 эффект Миллера — 180

Мостовой преобразователь — 20, 23, 36, 38, 45, 134–135, 144–145
 Мягкий запуск — 36, 38–39, 46–47, 60, 68, 73, 78–79, 83, 133, 139, 246

Н

Накачка заряда — 25, 47, 49–51, 69, 90–92, 97
 Напряженность магнитного поля — 209, 212
 Непрерывный режим работы — 17–19, 33, 79, 85, 106–108, 113, 118, 218

О

Обратноходовая схема
 коррекция — 33, 107
 преобразователь — 20–21, 29, 43
 Ограничение тока — 39, 45, 70, 79, 82, 86, 117, 122, 133, 222
 Ограничительная цепь — 21, 23, 108, 110, 121–122, 124, 131, 134, 158
 Оптопара — 99–100

П

Пассивация — 169
 Повышающий преобразователь — 16–19, 29, 41, 43, 51, 59, 78, 80–82, 105, 221–222, 241
 коррекция — 33
 уравнение управления — 17
 Полумостовой преобразователь — 20, 22, 36, 134, 139–140
 Понижающий преобразователь — 14, 43, 68–70, 72–73, 75, 80, 178, 244
 коррекция — 32
 уравнение управления — 14
 Правило Ленца — 13
 Преобразователи с трансформаторной развязкой — 20, 79, 98
 Преобразователь DC/DC — 20, 35, 53, 59, 64, 66, 118, 256–257
 Преобразователь SEPIC — 88–89
 Прерывистый режим работы — 16, 18, 79, 85, 106–107, 112, 114

Проницаемость магнитная — 209, 212–213, 215, 217–218, 220, 222, 226, 234

Прямоходовая схема
 коррекция — 32
 преобразователь — 20–21, 29, 43, 122, 124–126, 130, 185, 194, 218–219, 231, 257–258

Пусковой ток — 61

Р

Радиочастотные помехи — 54, 57, 165–167, 188, 190
 Резистор — 158–159
 плёночный — 160–161
 проволочный — 161
 углеродный композиционный — 159
 Резонансный контроллер — 51

С

Сетевой источник питания — 20, 23, 35, 52, 65, 75, 98, 111, 125, 139, 141, 144, 149, 159, 229, 253–254
 Синфазные помехи — 54
 Синхронное выпрямление — 24, 68, 75, 82, 193–196
 Скин-эффект — 206, 222, 224, 230, 232
 Стабилитрон — 65, 101, 108, 128, 150, 186–187, 258

Т

Таблица обмоточных проводов — 206
 Тангенс угла потерь — 149
 Термистор с отрицательным ТКС — 62, 254
 Трансформатор
 безопасность — 228
 идеальный — 225
 импульсный — 102, 146, 186
 индуктивность намагничивания — 123
 медная полоска — 230
 ограничительная обмотка — 21
 паразитная индуктивность (рассеяния) — 21
 переменная магнитная индукция — 227
 провод обмоточный — 206, 230
 проницаемость сердечника — 226
 сброс магнитной индукции — 129, 131, 258
 уравнение — 115
 эквивалентная схема замещения — 226
 Трансформатор тока — 45, 144, 245, 247

У

Удвоитель напряжения — 50, 52, 63, 66, 140

Универсальный первичный источник питания — 53, 101, 104, 111, 125, 169, 195, 254
Усилитель ошибки — 29–31, 43, 61, 100, 102, 259
Устройство защитного отключения (УЗО) — 54

Ф

Федеральная комиссия связи США (FCC) — 54, 236
Феррит — 211–213, 226, 230, 233

Ш

ШИМ-контроллер многофазный — 50
ШИМ-контроллер с управлением по

напряжению — 28–29, 35, 42, 60, 133
ШИМ-контроллер с управлением по току — 24, 29, 34, 39

Э

Эквивалентное последовательное сопротивление (ЭПС) — 32, 35, 48, 50, 66, 68, 70–73, 79–80, 82–83, 86, 90–91, 94, 106–107, 110, 116, 120, 148, 150–152, 154–155, 157–158
Электромагнитная совместимость (ЭМС) — 28, 54, 256
Электромагнитные помехи (ЭМП) — 54, 56, 72–73, 77, 121, 147, 160, 167, 169, 204, 212, 218, 227, 236, 244