

# Разработка адаптера на 65 Вт с применением ШИМ-контроллера NCP1237 фирмы On Semiconductor

Перевод: Дмитрий ИОФФЕ  
dsioffe@yandex.ru

В предлагаемом сокращенном переводе документа “Design of a 65 W Adapter Utilizing the NCP1237 PWM Controller” (AND8461/D) описана разработка недорогого и высокоэффективного сетевого адаптера на базе семейства контроллеров NCP1237/38/87/88 фирмы On Semiconductor. Помимо расчетов, приводятся основные понятия о работе схемы и протекающих в ней физических процессах. Статья предназначена для инженеров, разрабатывающих импульсные источники питания, а также для студентов вузов соответствующих специальностей.

## Введение

При разработке адаптеров очень важно следовать требованиям по эффективности и работе на холостом ходу, которые определены в стандарте ENERGY STAR. В версии стандарта 2.0 уделяется особое внимание потребляемой мощности при малой нагрузке и на холостом ходу. Это более точно отражает реальную практику применения адаптеров для ноутбуков, которые значительную часть времени работают на холостом ходу или при минимальной нагрузке (в спящем режиме).

Уделяя основное внимание эффективности адаптера при малой нагрузке, в первую очередь нужно определить причины потерь. Основную роль играют потери на переключение, и они непосредственно связаны с методологией управления. Эти потери зависят от энергии, которая запасается в суммарной емкости узла стока (выходная емкость MOSFET, паразитная емкость трансформатора и другие паразитные емкости на печатной плате), вместе с потерями на перезаряд затвора, связанный с управлением MOSFET. Они пропорциональны частоте переключения, следовательно, уменьшение частоты уменьшит потери и увеличит эффективность. Один из лучших методов для достижения оптимального баланса между сложностями в разработке трансформатора и эффективностью при малой нагрузке — это изменение частоты переключения в зависимости от нагрузки. Оно реализовано в семействе ШИМ-контроллеров NCP1237/38 в виде функции снижения частоты (foldback), благодаря которой при небольших нагрузках уменьшается частота переключения.

## Спецификации платы АС/DC-адаптера на 65 Вт

Адаптер разработан согласно требованиям, представленным в таблице.

Выходная мощность	65 Вт
Выходное напряжение	Постоянное 19 В
Выходной ток	3,42 А
Минимальное входное напряжение	88 В
Максимальное входное напряжение	265 В
Средний КПД (в соответствии с правилами ENERGY STAR 2.0)	>85%
Входная мощность без нагрузки	<150 мВт

## Описание проектного решения

Адаптер реализован на основе обратногоходовой топологии, дающей большую плотность мощности. Устройство работает как в режиме непрерывных токов, так и в режиме прерывистых токов, что позволяет использовать его при широком диапазоне входных напряжений.

Работа в режиме непрерывных токов обеспечивает требуемую производительность под полной нагрузкой при высокой эффективности и малых пульсациях входного тока. Работа в режиме прерывистых токов позволяет увеличить эффективность при малой нагрузке за счет уменьшения потерь на переключения. Устройство переключается с частотой 65 кГц, что представляет собой хороший компромисс между потерями на переключение и размерами магнитных элементов.

В соответствии с требованиями проекта был выбран контроллер с постоянной частотой переключений — NCP1237. Устройство помещается в корпусе SOIC 7 и поддерживает множество функций, включая измерение напряжения входной сети переменного тока.

Электрическая схема платы адаптера показана на рис. 1.

Адаптер состоит из нескольких основных частей. Первая из них — входной помехоподавляющий фильтр, который уменьшает кондуктивные помехи от сети переменного тока на входе адаптера. Этот фильтр состоит из синфазного дросселя L1, дифференциального дросселя L2 и конденсаторов CX1–CX4. Варистор R12 используется для защиты адаптера от выбросов напряжения во входной сети, а резистор с отрицательным температурным коэффициентом — для ограничения импульсов тока через сглаживающий конденсатор. Резисторы RD1, RD2 и RD3 предназначены для разряда X-конденсаторов при отключении адаптера от входной сети.

Следующая часть адаптера — выпрямитель со сглаживающим конденсатором. Важно отметить, что вывод HV контроллера подключается к выпрямителю со стороны переменного напряжения, чтобы уменьшить среднюю мощность, потребляемую высоковольтной измерительной схемой.

В главном силовом каскаде обратногоходового преобразователя используется полевой транзистор с изолированным затвором (MOSFET) NDF06N60ZG фирмы On Semiconductor совместно с заказным трансформатором TR1, описанным далее. Вторичное выпрямление производится при помощи диода Шоттки с малым падением напряжения MBRF20H150 фирмы On Semiconductor. Простой RC-снаббер рядом со вторичным выпрямителем гасит любые высокочастотные колебания, возникающие вследствие индуктивности рассеяния во вторичной обмотке трансформатора.

Программируемый источник опорного напряжения TL431 обеспечивает регулирование выходного напряжения. Выход TL431 связан через оптоизолятор с контроллером NCP1237B версии 65 кГц. Последний каскад адаптера — это выходной фильтр, состоящий из первичного фильтра на конденсаторах COUT1 и COUT2 и вторичного фильтра на L3 и COUT3.

Детальное описание схемы будет приведено дальше, а сейчас рассмотрим контроллер.

### Свойства контроллеров семейства NCP1237/38/87/88

#### Токое управление

Измерение тока в каждом цикле помогает предотвратить любые значительные перегрузки по току, которые могут вызвать насыщение сердечника трансформатора и, следовательно, неисправность источника питания.

#### Динамический встроенный источник питания (Dynamic self-supply, DSS)

Он обеспечивает напряжение питания ИС тогда, когда выходное напряжение значительно изменяется во время работы, например во время запуска или перегрузки. DSS также питает ИС во время защелкивания и прекращения генерации импульсов. Он работает, управляя зарядом конденсатора на выводе VCC через встроенный высоковольтный источник тока. Чтобы предотвратить любые повреждения или перегрев контроллера в случае короткого замыкания V<sub>CC</sub> пусковой ток источника ограничивается, когда V<sub>CC</sub> ниже 0,6 В.

#### Измерение высокого напряжения

Устройство обеспечивает непосредственное измерение напряжения до 500 В, чтобы можно было обнаруживать провалы питания (brown-out) и превышение входного напряжения без использования дополнительных выводов.

#### Защита от провалов питания и превышения входного напряжения

Если пиковое напряжение на выводе HV V<sub>HV</sub> больше 112 В (это типовое значение, см. параметр V<sub>HV(start)</sub> в спецификации) и если V<sub>CC</sub> достаточно велико, устройство начинает работать. Оно запускается и начинает генерировать импульсы на выводе DRV, если напряжение на выводе HV находится в диапазоне между V<sub>HV(stop)</sub> (уровень остановки для защиты от провалов напряжения) и V<sub>HV(OV1)</sub> (порог защиты HV от превышения напряжения). К выводу HV подключен гасящий фильтр для защиты от коротких пиков напряжения длительностью до 250 мкс, например во время тестирования на устойчивость к выбросам. Кроме того, чтобы преобразователь мог работать при кратковременных провалах входного напряжения, перед срабатыванием защиты от провалов запускается таймер с типовым временем отсчета 61 мс.

#### Два вида защиты от перегрузки по току: на таймере и защита второго порядка

Устройства NCP1237/87 содержат защиту от перегрузки по току на переходных процессах (2-го порядка), которая срабатывает, когда напряжение на выводе CS остается выше порога защиты от переходной перегрузки (типичное значение — 0,5 В) в течение времени, большего времени отсчета таймера пиковой мощности (типичное значение — 156 мс). Это позволяет использовать NCP1237/87 с защитой от пиковых выбросов мощности в адаптерах для принтеров, где пиковая мощность может быть в два раза больше, чем максимальная выходная мощность с точки зрения тепловой нагрузки. Все семейство контроллеров NCP1237/38/87/88 имеет защиту от перегрузки по току, которая срабатывает, когда напряжение на выводе CS выше внутреннего порога 0,7 В (типичное значение) в течение времени, большего времени отсчета таймера отказа по токовой перегрузке (типичное значение — 78 мс).

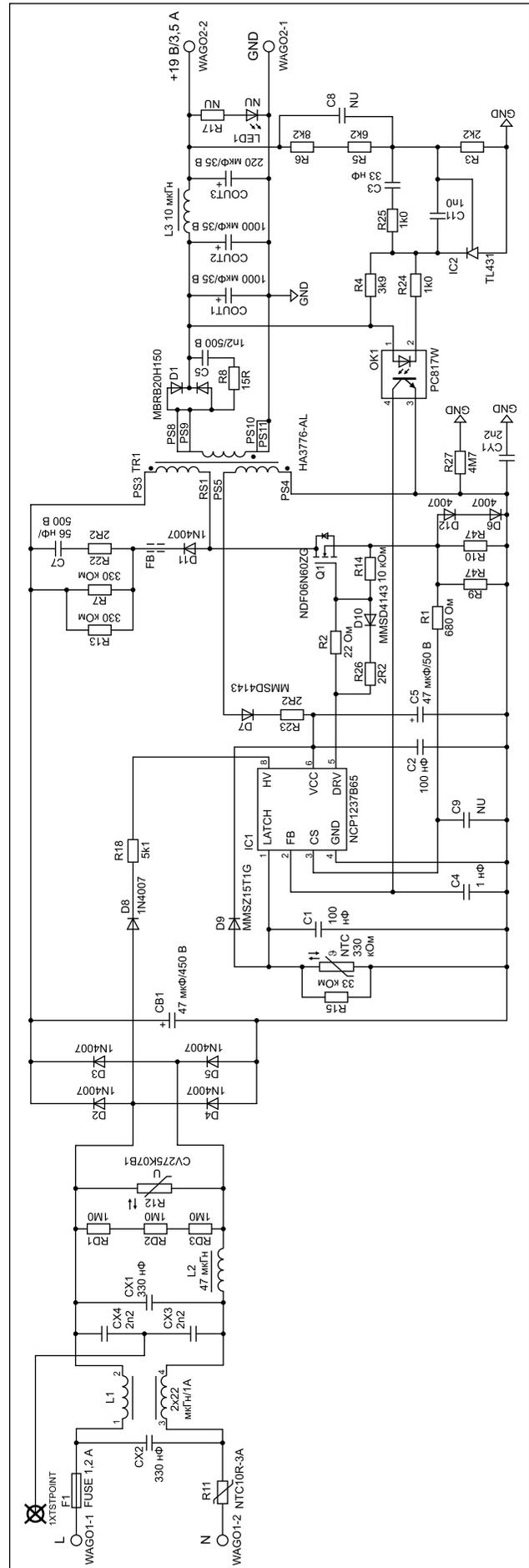


Рис. 1. Электрическая схема адаптера на контроллере NCP1237B65

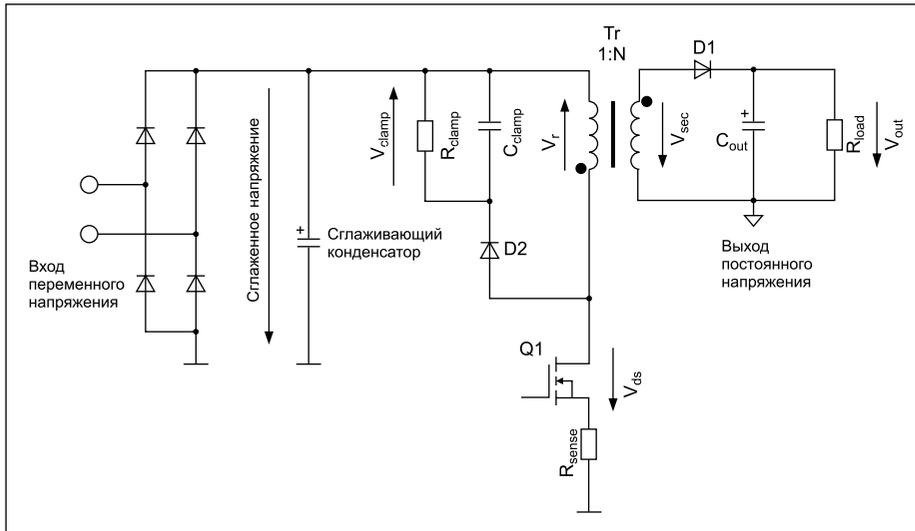


Рис. 2. Схема силового каскада

### Защита от длительного превышения тока

Специальная дополнительная схема защиты измеряет напряжение на выводе для измерения тока. Если это напряжение более чем в 1,5 раза выше установленного значения максимального внутреннего тока, то немедленно включается режим защиты. Это свойство позволяет обеспечивать защиту от короткозамкнутых витков или при коротком замыкании на выходе.

### Компенсация перегрузки по мощности

Первичный пиковый ток изменяется в зависимости от входного напряжения. Это происходит из-за задержки между обнаружением заданного значения тока и выключением силового MOSFET и зависимости крутизны первичного тока от входного напряжения. Чтобы уменьшить влияние этого явления, пиковое напряжение на выводе HV измеряется и преобразуется в ток, вытекающий наружу через вывод CS. В результате формируется напряжение смещения  $V_{sense}$  на внешнем резисторе  $R_{OPP}$ , которое обеспечивает компенсацию перегрузки по мощности.

### Встроенная компенсация крутизны

Чтобы избежать субгармонических колебаний при работе в режиме непрерывных токов с коэффициентом заполнения более 50%, применяется встроенная компенсация крутизны.

### Вход защелкивания

Вывод Latch позволяет организовать дополнительную внешнюю защиту от превышения напряжения и перегрева. Если напряжение на этом выводе находится между 0,8 и 2,5 В (когда этот вывод не подключен, на нем 1,2 В), на выходе устройства формируются импульсы. Для смещения напряжения ниже 0,8 В можно использовать внешний резистор с отрицательным температурным коэффициентом (NTC)

и стабилитрон, что позволит обнаруживать перегрев. Развязывающий конденсатор C1 можно использовать для фильтрации помех, наводимых на цепи, подключенные к выводу Latch. Ток предварительного заряда  $I_{NTC}(SSTART)$  подается на C1 во время плавного старта, чтобы зарядить развязывающий конденсатор и предотвратить ложное срабатывание защиты от перегрева. Максимальное рекомендованное значение C1 равно 325 нФ. Важно отметить, что во время плавного старта защита от перегрева не работает.

### Режим пропуска со свойством мягкого пропуска

На холостом ходу или при малой нагрузке используется пакетный режим. Это позволяет улучшить общую эффективность и не нагружать входной источник. Свойство мягкого пропуска «размывает» границы пакетов

импульсов в режиме пропуска импульсов, чтобы уменьшить уровень возможных акустических шумов.

### Разработка силового каскада

Базовая электрическая схема силового каскада показана на рис. 2.

Отправная точка проектирования — это оценка входной мощности, основанная на выходной мощности и желаемой эффективности при полной нагрузке:

$$P_{in} = P_{out} / \eta. \quad (1)$$

Затем рассчитывается максимальный входной средний ток,  $I_{in,avg}$  исходя из входной мощности и минимального среднего напряжения на сглаживающем конденсаторе  $V_{bulk,avg,min}$ . Величина  $V_{bulk,avg,min}$  определяет выбор сглаживающего конденсатора с учетом наименьшего пика выпрямленного входного напряжения ( $V_{peak}$ ). Меньшее значение  $V_{bulk,avg,min}$  даст наибольшие токи и осложнит разработку силового каскада. Большее значение  $V_{bulk,avg,min}$  потребует увеличения емкости сглаживающего конденсатора:

$$I_{in,avg} = P_{in} / V_{bulk,avg,min}. \quad (2)$$

Один из способов расчета емкости сглаживающего конденсатора  $C_{bulk}$ : допустим, что этот конденсатор разряжается постоянным током, и вычислим емкость по следующей формуле:

$$C_{bulk} = \frac{1}{2f_{line}} \times \frac{I_{in,avg}}{\Delta V_{bulk}} \times \left[ 1 - \frac{1}{\pi} \cos^{-1} \left( 1 - \frac{\Delta V_{bulk}}{V_{peak}} \right) \right], \quad (3)$$

$$\text{где } \Delta V_{bulk} = V_{peak} - V_{min}. \quad (4)$$

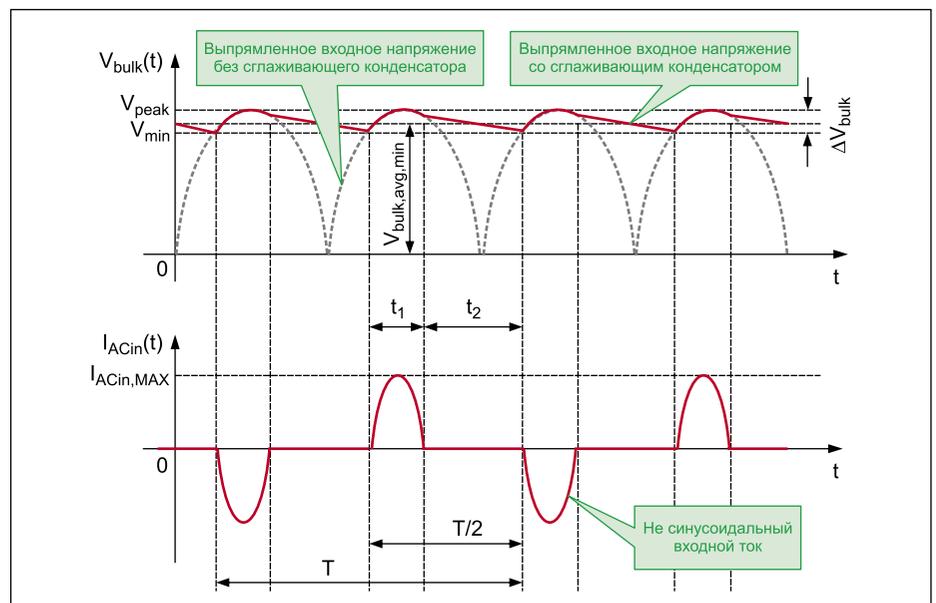


Рис. 3. Пульсации на сглаживающем конденсаторе и входной ток выпрямителя

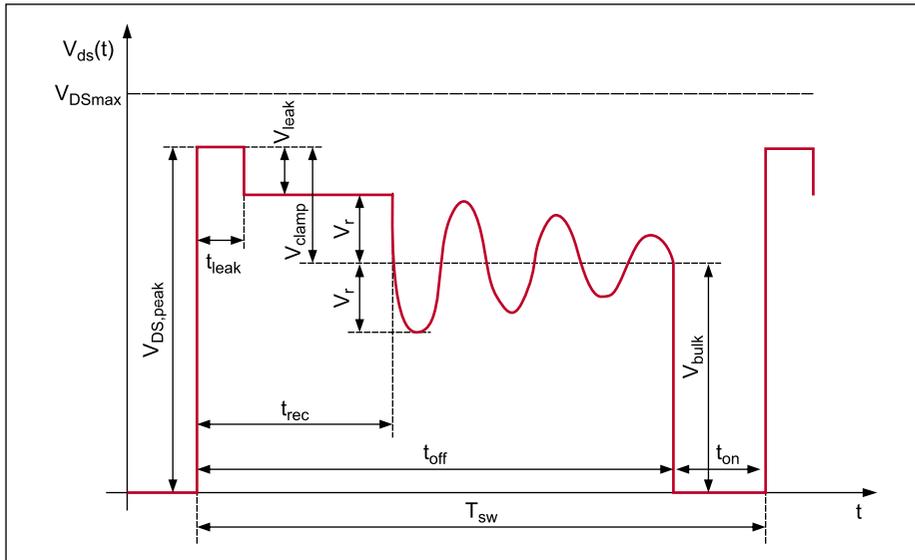


Рис. 4. График напряжения на стоке Q1

Типовые графики пульсаций на сглаживающем конденсаторе и входного тока выпрямителя изображены на рис. 3.

График напряжения на сглаживающем конденсаторе показан для самого низкого входного напряжения.  $V_{peak}$  — это пиковое значение пульсаций на сглаживающем конденсаторе,  $V_{min}$  — минимальное напряжение пульсаций,  $V_{bulk,avg,min}$  — среднее значение напряжения на сглаживающем конденсаторе при минимальном входном напряжении.

Временная диаграмма на стоке силового транзистора обратного преобразователя показана на рис. 4.

Когда силовой ключ Q1 открыт, напряжение между его стоком и истоком близко к нулю. Когда Q1 закрывается, между стоком и истоком появляется пиковое напряжение  $V_{DS,peak}$ . Оно складывается из установившегося напряжения  $V_{bulk}$ , отраженного напряжения  $V_r$  и выброса напряжения из-за индуктивности рассеяния  $V_{leak}$ . Для ограничения этого напряжения используется фиксирующая схема, которая ограничивает  $V_{DS,peak}$  на уровне суммы  $V_{bulk}$  и  $V_{clamp}$ . (Плюс любые выбросы, которые могут появиться из-за медленной реакции фиксирующей схемы: обычно 20 В для сетевых блоков питания.) Чтобы схема обратного преобразователя работала, должно выполняться условие  $V_{clamp} > V_r$ . Параметр  $k_C$  определяется как:

$$k_C = V_{clamp} / V_r \quad (5)$$

Если  $k_C$  слишком велико, тогда  $V_{clamp}$  также слишком велико, как и пиковое напряжение в узле стока, но энергия из индуктивности рассеяния рассеивается быстро. Если  $k_C$  слишком мало, то эта энергия рассеивается дольше и больше энергии рассеивается. Коэффициент трансформации для трансформатора можно рассчитать по следующей формуле (уменьшающий коэффи-

циент  $V_{DSmax}$ , используемый в формуле, равен 0,85, он может различаться для конкретных случаев):

$$N = \frac{k_C (V_{out} + V_{f,diode})}{0,85 V_{DSmax} - 20 - V_{bulk,max}} \quad (6)$$

Коэффициент трансформации определяется как:

$$N = N_{sec} / N_{prim} \quad (7)$$

Исходя из коэффициента трансформации, можно рассчитать отраженное напряжение  $V_r$  (8) и максимальный коэффициент заполнения импульсов  $D_{max}$ : (9) — для режима непрерывных токов и (10) для режима прерывистых токов.

$$V_r = \frac{V_{out} + V_{f,diode}}{N} \quad (8)$$

$$D_{max}(CCM) = \frac{V_r}{V_r + V_{bulk,min}} \quad (9)$$

$$D_{max}(DCM) = \frac{V_{out}}{V_{bulk,min}} \times \sqrt{\frac{2L_{prim} \times LF_{SW}}{R_{load,min}}} \quad (10)$$

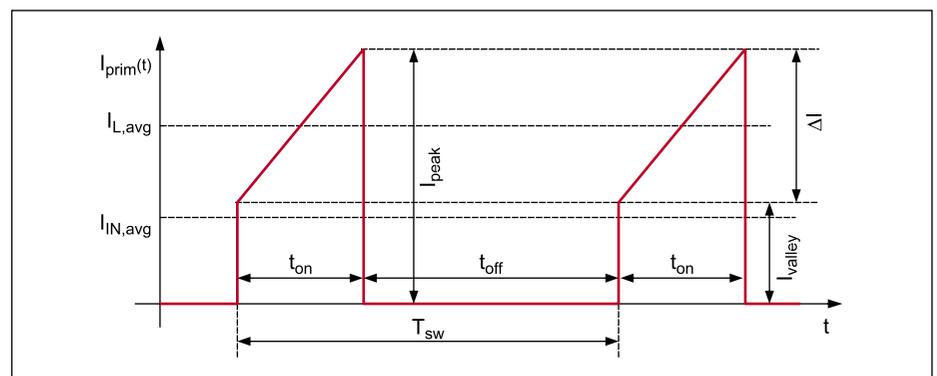


Рис. 5. Первичный ток, протекающий через Q1 и первичную обмотку трансформатора

Самым важным моментом проектирования является выбор между работой в режиме непрерывных или прерывистых токов. Преимущества режима непрерывных токов — меньшие потери в проводниках и меньшие пульсации во всех компонентах. Преимущества режима прерывистых токов — меньшая индуктивность первичной обмотки трансформатора, естественная коммутация вторичного выпрямителя и отсутствие нуля в правой полуплоскости. Последнее означает, что разработка компенсации в контуре обратной связи будет проще, чем для режима непрерывных токов. В нашем случае для наименьшего входного напряжения и полной нагрузки выбран режим непрерывных токов, но преобразователь сможет переходить в режим прерывистых токов при повышении входного напряжения и уменьшении нагрузки.

На рис. 5 показан ток через первичную обмотку трансформатора (он же — ток через силовой ключ Q1) для обратного преобразователя, работающего в режиме непрерывных токов. Средний ток через первичную обмотку трансформатора можно рассчитать по формуле:

$$I_{L,avg} = I_{in,avg} / D_{max} \quad (11)$$

Далее можно выбрать относительную величину пульсаций тока в первичной обмотке  $\delta I_r$  по следующей формуле:

$$\delta I_r = \Delta I / I_{L,avg} \quad (12)$$

Для работы в режиме непрерывных токов  $\delta I_r$  выбирают в диапазоне от 0,5 до 1. Пульсации первичного тока  $\Delta I$ , пиковое значение первичного тока  $I_{peak}$  и минимальное значение первичного тока  $I_{valley}$  можно рассчитать по следующим формулам:

$$\Delta I = \delta I_r \times I_{L,avg} \quad (13)$$

$$\Delta I = I_{peak} - I_{valley} \quad (14)$$

$$I_{peak} = I_{L,avg} \times [1 + (\delta I_r / 2)] \quad (15)$$

$$I_{valley} = I_{L,avg} \times [1 - (\delta I_r / 2)] \quad (16)$$

Зная пульсации первичного тока  $\Delta I$ , можно найти индуктивность первичной обмотки трансформатора  $L_{prim}$  по формуле:

$$L_{prim} = \frac{V_{bulk,min} \times D_{max}}{F_{sw} \times \Delta I}. \quad (17)$$

Так как эти расчеты выполняются для полной нагрузки, то в них нужно использовать типовую частоту переключений, даже если при малой нагрузке частота уменьшается.

Когда определена первичная индуктивность  $L_{prim}$ , можно выбирать трансформатор. Его можно разработать специально или выбрать готовый, который наиболее соответствует рассчитанным здесь основным параметрам. В обоих случаях важно знать токи, протекающие через обмотки трансформатора.

Следующие формулы можно использовать для расчета среднеквадратичного первичного тока  $I_{prim,rms}$ , вторичного пикового тока  $I_{sec,peak}$ , пульсаций тока во вторичной обмотке  $\Delta I_{sec}$  и среднеквадратичного вторичного тока  $I_{sec,rms}$ :

$$I_{prim,rms} = \sqrt{D_{max} \left( I_{peak}^2 - I_{peak} \times \Delta I + \frac{\Delta I^2}{3} \right)}. \quad (18)$$

$$I_{sec,peak} = I_{peak} / N, \quad (19)$$

$$\Delta I_{sec} = \Delta I / N, \quad (20)$$

$$I_{sec,rms} = \sqrt{(1 - D_{max}) \times \left( I_{sec,peak}^2 - I_{sec,peak} \times \Delta I_{sec} + \frac{\Delta I_{sec}^2}{3} \right)}. \quad (21)$$

При выборе или разработке трансформатора для обратноходового преобразователя важно сохранить как можно лучшую связь между первичной и вторичной обмотками. Для количественного описания этой связи используется коэффициент связи  $k$ . Он играет роль в передаточной функции трансформатора в соответствии со следующей формулой:

$$v_{sec}(t) = k \sqrt{\frac{L_{sec}}{L_{prim}}} \times v_{prim}(t). \quad (22)$$

Коэффициент связи  $k$  отражает физическое явление, которое заключается в том, что не весь магнитный поток течет через первичную и вторичную обмотки трансформатора. Часть этого потока существует вне обмоток, этот поток называется потоком рассеяния. Поведение реального трансформатора можно описать при помощи  $\Gamma$ -модели. В этой модели поток рассеяния моделируется через индуктивность рассеяния. Индуктивности рассеяния первичной и вторичной обмоток определяются по формулам:

$$L_{prim,leak} = (1 - k^2) \times L_{prim} \quad (23)$$

$$L_{sec,leak} = (1 - k^2) \times L_{sec}. \quad (24)$$

Энергия магнитного поля, рассеиваемого в сердечнике, физически представлена током в обмотке трансформатора. Когда размыкается ключ на первичной обмотке, току в  $L_{prim,leak}$  нужен путь для протекания, чтобы погасить энергию, запасенную в индуктивности рассеяния. В простейшем случае (малая мощность, низкая цена) эту энергию можно рассеять на TVS-диоде (transient voltage suppressor) или ограничительной резистивно-емкостной цепочке, которые создают дополнительные потери, описываемые следующей формулой:

$$P_{loss(prim,leak)} = \frac{L_{prim,leak} \times I_{peak}^2 \times F_{sw}}{2}. \quad (25)$$

Чтобы уменьшить потери этого типа,  $L_{prim,leak}$  можно уменьшить за счет правильного выбора трансформатора. Другой путь уменьшения потерь на переключения — выбор контроллера обратноходового преобразователя с уменьшением частоты при малой нагрузке.

Силовой ключ Q1 следует выбрать согласно практической рекомендации: максимальные кондуктивные потери в переключающем устройстве должны быть равны 2,5% от максимальной выходной мощности. Это позволяет обеспечить низкую паразитную емкость и ценовую эффективность. Следующая формула описывает эту рекомендацию:

$$R_{DS(on)} \leq \frac{P_{out}}{40 I_{prim,rms}^2}. \quad (26)$$

Другие важные параметры для выбора Q1 — это максимальный первичный пиковый ток  $I_{peak}$ , максимальное напряжение стока  $V_{DXmax}$ , время включения  $t_{on}$  и время выключения  $t_{off}$ .

Следующие важные параметры для выбора силового ключа — это общие емкости затвора и стока, которые вносят свой вклад в потери на переключение из-за перезаряда затвора и потери при включении в узле стока. Формула (27) описывает потери на включение в узле стока силового ключа:

$$P_{loss(switching)} = \frac{C_{DRAIN} \times V_{DRAIN(turn-on)}^2 \times F_{SW}}{2}. \quad (27)$$

Потери на переключение зависят также от квадрата напряжения на стоке выключенного транзистора. Снижение этого напряжения уменьшает потери. Реальная величина  $C_{DRAIN}$  не линейна и уменьшается с напряжением, поэтому реальные потери меньше, чем рассчитанные по этой формуле.

Резистор для измерения тока выбирается в соответствии с максимальным пиковым током. Падение напряжения на этом резисторе достигнет внутреннего порога для максимума тока  $V_{ILIM}$  (0,7 В в данном случае) при

токе, чуть большем максимального пикового тока  $I_{peak}$ . Как показано в следующей формуле, существует запас примерно в 10% на разброс первичной индуктивности  $L_{prim}$  и других параметров, который позволяет адаптеру выдавать максимальную мощность при минимальном входном напряжении и полной нагрузке:

$$R_{sense} = V_{ILIM} / (1,1 I_{peak}). \quad (28)$$

Мощность, рассеиваемая на токоизмерительном резисторе, вычисляется по формуле:

$$P_{sense} = I_{prim,rms}^2 \times R_{sense}. \quad (29)$$

Далее выбирается вторичный выпрямитель. Номинальное напряжение для этого диода равно:

$$PIV = V_{bulk,max} \times N + V_{out}. \quad (30)$$

В реальности к этому значению должен быть добавлен размах паразитных выбросов, которые можно подавлять снаббером. Средний ток диода равен максимальному выходному постоянному току  $I_{out}$ . Выбранный диод должен иметь малое прямое падение напряжения для улучшения КПД и быстрое и плавное восстановление для уменьшения излучаемых помех. Важно проверить, выдерживает ли выбранный диод пиковый вторичный ток  $I_{sec,peak}$ .

Выбор выходного конденсатора диктуется требованиями к выходным пульсациям. На эти пульсации влияют емкость и сопротивление конденсатора. В большинстве проектов резистивная составляющая (представленная эквивалентным последовательным сопротивлением конденсатора ESR) больше влияет на амплитуду. Требуемое ESR для заданных выходных пульсаций определяется как:

$$ESR \leq V_{out,ripple} / I_{sec,peak}. \quad (31)$$

Часто дешевле использовать несколько параллельно включенных конденсаторов, чем один конденсатор с низким ESR. Среднеквадратичный ток через емкость  $I_{Cout,rms}$  равен:

$$I_{Cout,rms} = \sqrt{I_{sec,rms}^2 - I_{out}^2}. \quad (32)$$

Наконец, работу конденсатора по подавлению пульсаций можно оценить по формуле:

$$C_{out} \gg \frac{I_{out} \times D_{max}}{V_{out,ripple} \times F_{sw}}. \quad (33)$$

На рис. 6 показана упрощенная схема устройства.

## Расчет компенсирующих цепей

В семействе NCP1237 есть встроенная компенсация крутизны (slope compensation),

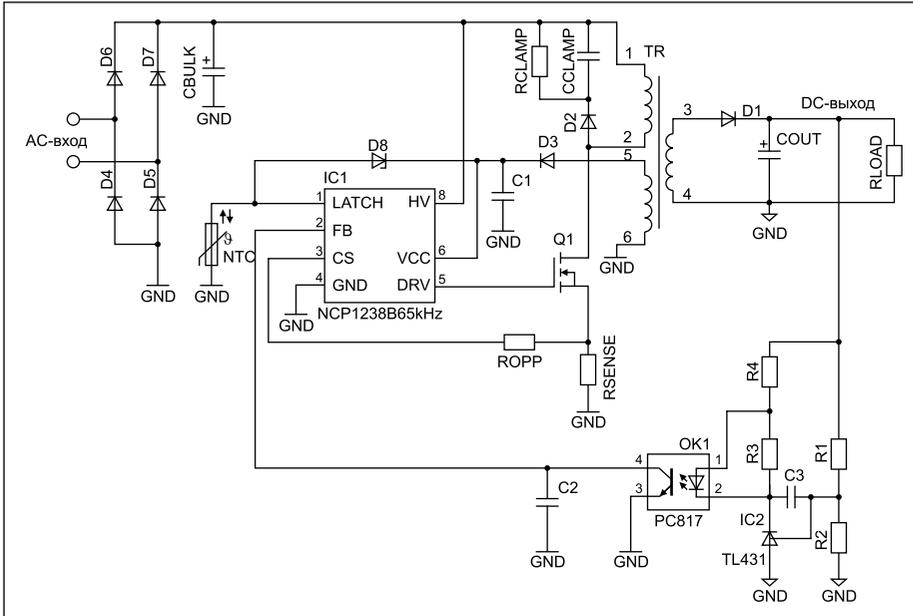


Рис. 6. Упрощенная схема устройства

но в некоторых случаях нужна дополнительная компенсация, чтобы избежать субгармонических колебаний в режиме непрерывных токов при коэффициенте заполнения выше 50%. Подробное описание и моделирование компенсации крутизны перегрузки по мощности

Без компенсации перегрузки по мощности пиковый ток  $I_{peak,max}$  определяется внутренним порогом  $V_{LIMIT}$  и влиянием задержки распространения  $t_{PROP}$  между обнаружением пикового тока и выключением силового ключа. Второй компонент зависит от выпрямленного напряжения  $V_{bulk}$ :

$$I_{peak,max} = \frac{V_{LIMIT}}{R_{sense}} + V_{bulk} \frac{t_{PROP}}{L_p} \quad (34)$$

При реализации компенсации перегрузки по мощности, встроенной в семейство NCP1237/38/87/88, увеличение первичного пикового тока компенсируется добавочным смещением, зависящим от  $V_{bulk}$ . Это напряжение создается внутренней высоковольтной измерительной схемой. Внутренняя система характеризуется двумя параметрами: крутизной преобразования  $g_{OPP}$  от напряжения на выводе HV к выходному току, измеряемому на выводе CS, и минимальным напряжением  $V_{off}$ . Компенсация перегрузки по мощности работает только тогда, когда выпрямленное напряжение, представленное на выводе HV, больше  $V_{off}$ . Для управления этой компенсацией используется специальный внешний резистор  $R_{OPP}$ . Напряжение смещения, возникающее на  $R_{OPP}$ , добавляется к  $V_{sense}$  и обеспечивает компенсацию. Ток, вытекающий через вывод CS, прямо пропорционален сглаженному напряжению, представленному на выводе HV. Следующая формула описывает пиковый первичный ток в такой системе:

$$I_{peak,max} = \frac{V_{LIMIT}}{R_{sense}} + V_{bulk} \left( \frac{t_{PROP}}{L_p} - g_{OPP} \frac{R_{OPP}}{R_{sense}} \right) + V_{off} \times g_{OPP} \frac{R_{OPP}}{R_{sense}} \quad (35)$$

Сопротивление резистора для компенсации перегрузки по мощности можно рассчитать по формуле (36), если принять, что вклад  $V_{bulk}$  в предыдущей формуле равен нулю:

$$R_{OPP} = \frac{t_{PROP} \times R_{sense}}{L_p \times g_{OPP}} \quad (36)$$

Главное в компенсации перегрузки по мощности — стабилизировать пиковый ток. Это хорошо получается в режиме прерывистых токов, потому что выходная мощность  $P_{out}$  зависит от величины  $I_{peak}$ :

$$P_{out} = \frac{\eta \times L_{prim} \times F_{sw} \times I_{peak}^2}{2} \quad (37)$$

Для режима непрерывных токов в эту формулу нужно добавить  $I_{valley}$ . Он уменьшает максимальную выходную мощность, если  $I_{peak}$  остается постоянным:

$$P_{out} = \frac{\eta \times L_{prim} \times F_{sw} \times (I_{peak}^2 - I_{valley}^2)}{2} \quad (38)$$

Эта формула означает, что в режиме непрерывных токов невозможно сохранить плоскую характеристику максимальной выходной мощности в широком диапазоне входных напряжений при использовании этой простой системы компенсации.

Компенсация перегрузки по мощности дает также второй уровень защиты по току.

Предел активизации защиты сдвигается на напряжение смещения, формирующееся на резисторе компенсации перегрузки по мощности  $R_{OPP}$ :

$$I_{tran} = \frac{V_{CS(tran)}}{R_{sense}} - (V_{bulk} - V_{off}) \times g_{OPP} \frac{R_{OPP}}{R_{sense}} \quad (39)$$

Если устройство работает в режиме непрерывных токов в диапазоне выходной мощности, при котором активизируется второй уровень защиты по току, предел активизации защиты сдвигается также под влиянием  $I_{valley}$ . Важно заметить, что на параметр  $V_{CS(tran)}$  ничто не влияет, но второй уровень защиты по току работает.

На сайте фирмы ON Semiconductor [7] можно загрузить электронную таблицу для расчета компенсации петли обратной связи.

### Расчет снаббера

Для ограничения выбросов напряжения на стоке при выключении силового ключа Q1 можно использовать TVS-диод (transient voltage suppressor). Выбор TVS основывается на значении напряжения  $V_{clamp}$  и проверке рассеиваемой мощности согласно приведенной ниже формуле. Такое решение имеет преимущества при небольшой нагрузке. TVS не разряжает ограничительный конденсатор во время ограничения, и преобразователь не перезаряжает его от напряжения, меньше, чем отраженное напряжение. Это решение позволяет достичь лучшей эффективности при малой нагрузке, но оно приводит к повышенному излучению помех из-за чрезмерных выбросов, вызванных индуктивностью рассеяния. Эти выбросы порождаются остаточной энергией в ограничивающей схеме.

$$P_{clamp} = E_{clamp} \times F_{sw} = \frac{L_{leak} \times I_{peak}^2 \times F_{sw} \times \frac{V_{clamp}}{V_{clamp} - V_r}}{2} \quad (40)$$

Ограничительная цепочка из резистора, емкости и диода (RCD-цепь) поглощает энергию индуктивности рассеяния, когда напряжение на стоке превышает напряжение на ограничивающем конденсаторе. Использование относительно большого конденсатора сохраняет напряжение постоянным на протяжении цикла переключения. Резистор в RCD-ограничителе всегда рассеивает мощность. Даже при очень малой нагрузке преобразователя конденсатор может заряжаться отраженным напряжением во вторичной обмотке преобразователя  $V_r$ . По мере увеличения нагрузки в конденсатор поступает больше энергии, и напряжение будет увеличиваться на добавочную величину  $V_{leak}$  выше идеального прямоугольного напряжения обратноходового преобразователя.

В типовых проектах значение параметра  $k_C$  выбирается равным 1,5, чтобы получить быстрое и правильное рассасывание энергии из индуктивности рассеяния (определение

$k_C$  — в формуле (5)). В этом случае рассеивается в три раза больше энергии, чем запасено в индуктивности рассеяния. Это консервативная оценка, основанная на предположении, что вся энергия рассеивания проходит через TVS. Не учитываются потери в катушке индуктивности, паразитных емкостях и ограничивающем диоде. В действительности из-за этих эффектов потери в ограничивающей схеме будут меньше.

Резистор — это ключевой элемент, определяющий пиковое значение  $V_{clamp}$ . Его сопротивление рассчитывается по следующей формуле:

$$R_{clamp} = \frac{2V_{leak} \times V_{clamp}}{L_{leak} \times I_{peak}^2 \times F_{sw}}. \quad (41)$$

Конденсатор в RCD-цепи должен быть достаточно большим, чтобы в процессе поглощения энергии напряжение на нем оставалось постоянным. Величина его емкости не критична и не влияет на пиковое напряжение, когда снаббер работает правильно. Для эффективной оптимизации с учетом снижения частоты нужно рассматривать наименьшую частоту переключений:

$$C_{clamp} > \frac{V_{clamp}}{V_{ripple} \times R_{clamp} \times F_{sw}}. \quad (42)$$

Мощность, рассеиваемую на резисторе, можно рассчитать по формуле:

$$P_{clamp} = V_{clamp}^2 / R_{clamp}. \quad (43)$$

Для RCD-цепи рекомендуется диод 1N4007. Его большое время обратного восстановления естественным образом гасит звон, вызванный остаточной энергией, запасенной в индуктивности рассеяния. Но необходимо обратить внимание на использование 1N4007 в режиме непрерывных токов при большой относительной длительности импульсов. В такой ситуации возможно возникновение перекрестной проводимости, которая может разрушить этот диод из-за его большого времени восстановления. 1N4007 сгорит первым, а за ним выйдет из строя все устройство.

Сопротивление резистора  $R_{clamp}$  следует оптимизировать для холостого хода и потерь в медленном ограничивающем диоде D2. Оптимизация заключается в измерении напряжения на ограничивающем конденсаторе  $C_{clamp}$  при полной нагрузке и увеличении сопротивления  $R_{clamp}$ , если  $V_{clamp}$  слишком мало.

Есть разница в звоне (и, следовательно, в излучаемых помехах) в зависимости от использования ограничения на TVS или RCD-цепи с «медленным» 1N4007. Так, например, наблюдался звон при одинаковом входном напряжении 230 В/50 Гц и одинаковой нагрузке 3,5 А. Для TVS звон от пика до пика составлял 226 В, а для RCD-цепи — всего 106 В. Это значительно уменьшает электромагнитные помехи в полосе от 1 до 10 МГц.

Чрезмерный звон при использовании TVS вызван остаточной энергией в ограничивающей схеме, в которой нет демфирующего резистивного элемента и есть быстро выключающийся TVS. Важно заметить, что измерения проводились с TVS на 160 В P6KE160ARLG фирмы ON Semiconductor и со специально разработанной RCD-цепью, рассчитанной на ограничение напряжения  $V_{clamp} = 115$  В. Эта разница отразилась в пиковом напряжении сток-исток  $V_{DSpeak}$ , которое было равно 485 В для TVS и 440 В для RCD-цепи.

RC-снаббер рядом со вторичным выпрямительным диодом помогает подавить звон. Индуктивность рассеяния вторичной обмотки трансформатора  $L_{sec,leak}$  может быть связана с емкостью  $C_d$  выходного выпрямительного диода в обратном включении, что может приводить к звону при выключении диода.  $L_{sec,leak}$  и паразитная емкость выпрямителя  $C_d$  определяют их резонансную частоту. Этот звон может породить большие излучаемые и кондуктивные помехи. Потери в этом резонансном контуре обычно очень малы, поэтому в такой цепи после импульса возникает много периодов звона. Поэтому звон может влиять на сигнал для измерения тока, который используется контроллером обратного преобразователя. Выбросы от этого звона могут превышать максимально допустимое напряжение диода и приводить к его повреждению.

Однако RC-снаббер поглощает энергию на каждом перепаде напряжения и может уменьшить эффективность. Рекомендуется выбирать сопротивление снаббера  $R_{snubber}$  равным характеристическому импедансу «звенящей» цепи, чтобы демпфировать колебания:

$$R_{snubber} = \sqrt{\frac{L_{sec,leak}}{C_d}}. \quad (44)$$

Постоянная времени RC-снаббера должна быть мала по сравнению с периодом переключения, но велика по сравнению с временем нарастания напряжения. Емкость снаббера  $C_{snubber}$  должна быть больше, чем паразитная резонансная емкость, но достаточно мала, чтобы минимизировать мощность, рассеиваемую в резисторе снаббера. Обычно емкость снаббера выбирают в 3–4 раза больше емкости паразитного резонансного конденсатора:

$$C_{snubber} \approx 3 \div 4 C_d. \quad (45)$$

Очень важно уделить внимание паразитным параметрам компонентов снаббера, так как они могут сделать его неэффективным.

Не так просто выяснить паразитную емкость вторичного выпрямителя  $C_d$ , потому что она зависит от обратного напряжения, не линейна и отличается от диода к диоду. Поэтому приведенная выше формула может рассматриваться только как первое прибли-

жение, и для лучшего демпфирования звона должна быть проведена экспериментальная оптимизация.

### Практический пример разработки адаптера

Применим изложенный теоретический подход к разработке адаптера на 65 Вт. Максимальный выходной постоянный ток  $I_{out}$  будет равен:

$$I_{out} = P_{out} / V_{out} = 65 / 19 = 3,42 \text{ А}. \quad (46)$$

Предположим, что КПД при полной нагрузке будет равен 85%, тогда максимальная входная мощность получится:

$$P_{in} = P_{out} / \eta = 65 / 0,85 = 76,5 \text{ Вт}. \quad (47)$$

Средний входной ток рассчитывается на основании оценки минимального среднего напряжения на сглаживающем конденсаторе  $V_{bulk,avg,min}$  90 В:

$$I_{in,avg} = P_{in} / V_{bulk,avg,min} = 76,5 / 90 = 0,85 \text{ А}. \quad (48)$$

Зная максимальную входную мощность, найдем емкость сглаживающего конденсатора:

$$\begin{aligned} C_{bulk} &= \\ &= \frac{1}{2f_{line}} \times \frac{I_{in,avg}}{\Delta V_{bulk}} \left[ 1 - \frac{1}{\pi} \cos^{-1} \left( 1 - \frac{\Delta V_{bulk}}{V_{peak}} \right) \right] = \\ &= \frac{1}{2 \times 50} \times \frac{0,85}{100} \left[ 1 - \frac{1}{\pi} \cos^{-1} \left( 1 - \frac{100}{124} \right) \right] = \\ &= 47,75 \text{ мкФ}. \end{aligned} \quad (49)$$

Величина пульсаций на сглаживающем конденсаторе выбрана для большого значения — 100 В, чтобы получить на входе лучший коэффициент мощности и более дешевый сглаживающий конденсатор. Выбран конденсатор 47 мкФ на 450 В. Коэффициент трансформации и отраженное напряжение равны:

$$N = \frac{1,5(19+0,6)}{0,85 \times 600 - 20 - 375} = 0,2557, \quad (50)$$

$$V_r = \frac{V_{out} + V_{f,diode}}{N} = \frac{19 + 0,6}{0,2557} = 76,65 \text{ В}, \quad (51)$$

$$V_{clamp} = k_C \times V_r = 1,5 \times 76,65 = 115 \text{ В}, \quad (52)$$

$$N_{aux} = \frac{V_{CC} + V_{f,VCC}}{V_r} = \frac{13,8 + 0,6}{76,65} = 0,1879. \quad (53)$$

Используя результаты предыдущих вычислений, можно по формулам (54) и (55)

найти максимальную относительную длительность и среднее значение общего тока трансформатора, отображенного на первичную обмотку. В нашем проекте минимальное выпрямленное напряжение принято равным 90 В. Это не связано с выбором сглаживающего конденсатора, но гарантирует увеличение коэффициента мощности при низком входном напряжении и большой нагрузке на выходе:

$$D_{\max} = \frac{V_r}{V_r + V_{\text{bulk,min}}} = \frac{76,65}{76,65 + 90} = 0,46, \quad (54)$$

$$I_{L,\text{avg}} = I_{\text{in,avg}} / D_{\max} = 0,85 / 0,46 = 1,85 \text{ А}. \quad (55)$$

Относительные пульсации первичного тока  $\delta I_r = 0,62$ , тогда:

$$\Delta I = \delta I_r \times I_{L,\text{avg}} = 0,62 \times 1,85 = 1,15 \text{ А}, \quad (56)$$

$$I_{\text{peak}} = I_{L,\text{avg}} [1 + (\delta I_r / 2)] = 1,85 \times [1 + (0,62 / 2)] = 2,42 \text{ А}, \quad (57)$$

$$I_{\text{valley}} = I_{L,\text{avg}} [1 - (\delta I_r / 2)] = 1,85 \times [1 - (0,62 / 2)] = 1,28 \text{ А}. \quad (58)$$

Зная пульсации тока, можно найти основные параметры трансформатора:

$$L_{\text{prim}} = \frac{V_{\text{bulk,min}} \times D_{\max}}{F_{\text{sw}} \times \Delta I} = \frac{90 \times 0,46}{65 \times 10^3 \times 1,15} = 553 \text{ мкГн}. \quad (59)$$

Преобразователь разработан для минимального напряжения 90 В на сглаживающем конденсаторе. Если напряжение на нем упадет ниже 90 В, то невозможно будет получить максимальную выходную мощность. С другой стороны, преимущество этой ситуации — уменьшение мгновенной входной мощности преобразователя со снижением мгновенной величины входного напряжения. Это типовое поведение каскада коррекции коэффициента мощности (ККМ). Поведение при низком входном напряжении и большой нагрузке, подобное ККМ, достигается за счет небольшой величины сглаживающего конденсатора. Такое решение эффективно также и с точки зрения цены.

Пока напряжение  $V_{\text{bulk}}$  мало и силовой каскад преобразователя не может обеспечить требуемый уровень мощности, энергия для выхода обеспечивается выходными конденсаторами:

$$I_{\text{prim,rms}} = \sqrt{0,46 \left( 2,42^2 - 2,42 \times 1,15 + \frac{1,15^2}{3} \right)} = 1,271 \text{ А}, \quad (60)$$

$$I_{\text{sec,peak}} = I_{\text{peak}} / N = 2,42 / 0,2557 = 9,46 \text{ А}, \quad (61)$$

$$\Delta I_{\text{sec}} = \Delta I / N = 1,15 / 0,2557 = 4,5 \text{ А}, \quad (62)$$

$$\Delta I_{\text{sec,rms}} = \sqrt{(1 - 0,46) \left( 9,46^2 - 9,46 \times 4,5 + \frac{4,5^2}{3} \right)} = 5,38 \text{ А}. \quad (63)$$

Заказной трансформатор (НА3776-АL) изготовлен фирмой Coilcraft, которая выполнила расчетные требования. Первичная индуктивность этого трансформатора равна 560 мкГн, а индуктивность рассеяния, измеренная со стороны первичной обмотки, — 5,1 мкГн. Измерение вторичной индуктивности рассеяния показало 210 нГн:

$$R_{\text{DS(on)}} = P_{\text{out}} / 40 I_{\text{prim,rms}}^2 = 65 / (40 \times 1,271^2) = 1,01 \text{ Ом}. \quad (64)$$

Был выбран MOSFET NDF06N60Z с  $V_{\text{DSmax}} = 600 \text{ В}$  и  $R_{\text{DS(on)}} = 0,98 \text{ Ом}$  как оптимальный для высокой эффективности при малых нагрузках:

$$R_{\text{sense}} = V_{\text{ILIM}} / 1,1 I_{\text{peak}} = 0,7 / (1,1 \times 2,42) = 262 \text{ мОм}. \quad (65)$$

Для измерения тока используется сопротивление 235 мОм, которое получается из двух параллельно соединенных резисторов 0,47 Ом.

Вторичный выпрямитель — недорогой диод Шоттки с малым падением напряжения MBRF20H150. Максимальное обратное напряжение на диоде 115 В:

$$\text{PIV} = V_{\text{bulk,max}} \times N + V_{\text{out}} = 375 \times 0,2557 + 19 = 115 \text{ В}, \quad (66)$$

$$\text{ESR} \leq V_{\text{out,ripple}} / I_{\text{sec,peak}} = 0,2 / 9,46 = 21,1 \text{ мОм}. \quad (67)$$

Максимальное ESR выходного блока конденсаторов должно быть меньше 20 мОм для получения выходных пульсаций 200 мВ:

$$I_{\text{Cout,rms}} = \sqrt{5,38^2 - 3,42^2} = 4,15 \text{ А}, \quad (68)$$

$$C_{\text{out}} \geq \frac{3,42 \times 0,46}{0,2 \times 65 \times 10^3} = 121 \text{ мкФ}. \quad (69)$$

Выбраны конденсаторы 1000 мкФ на 35 В типа KZH фирмы KOSHIN — KZH-35V102M16 с импедансом 18 мОм на частоте 100 кГц и максимальным током пульсаций 2,77 А на 100 кГц. Выходной блок конденсаторов состоит из двух таких конденсаторов, соединенных параллельно.

Резистор для компенсации перегрузки по мощности может быть рассчитан по формуле 36:

$$R_{\text{OPP}} = \frac{t_{\text{PROP}} \times R_{\text{sense}}}{L_p \times g_{\text{OPP}}} = \frac{80 \times 10^{-9} \times 0,235}{560 \times 10^{-6} \times 0,5 \times 10^{-6}} = 67 \text{ Ом}. \quad (70)$$

Эта формула пригодна для режима прерывистых токов. Для режима непрерывных токов должна использоваться большая величина.

Компоненты ограничивающей RCD-цепи рассчитываются следующим образом:

$$R_{\text{clamp}} = \frac{2 \Delta V_{\text{leak}} \times V_{\text{damp}}}{L_{\text{leak}} \times I_{\text{peak}}^2 \times F_{\text{sw}}} = \frac{2(115 - 76,65) \times 115}{5 \times 10^{-6} \times 2,42^2 \times 65 \times 10^3} = 4543 \text{ Ом}, \quad (71)$$

$$C_{\text{clamp}} > \frac{V_{\text{clamp}}}{V_{\text{ripple}} \times R_{\text{clamp}} \times F_{\text{sw}}} = \frac{115}{10 \times 4543 \times 25 \times 10^3} = 101 \text{ нФ}. \quad (72)$$

Заметим, что ограничивающий конденсатор рассчитан для наименьшей частоты переключений с учетом снижения частоты.

После эмпирической оптимизации были выбраны  $R_{\text{clamp}} = 165 \text{ кОм}$  и  $C_{\text{clamp}} = 5,6 \text{ нФ}$ . Оптимизация сопротивления проводилась путем установки правильного ограничивающего напряжения  $V_{\text{clamp}}$  при полной нагрузке. Ограничивающий конденсатор выбирался при малой нагрузке, чтобы он не полностью разряжался.

$$R_{\text{snubber}} = \sqrt{\frac{L_{\text{sec,leak}}}{C_d}} = \sqrt{\frac{210 \times 10^{-9}}{550 \times 10^{-12}}} = 19,5 \text{ Ом}. \quad (73)$$

Емкость диода была измерена при обратном напряжении 10 В и частоте 1 МГц и оказалась равной 550 пФ. На базе этих измерений и расчета элементов RC-снаббера после финальной оптимизации были приняты номиналы 1,2 нФ и 15 Ом.

## Выводы

Семейство контроллеров NCP1237/38/87/88 позволяет создавать недорогие, простые в разработке источники питания с малым потреблением при малой нагрузке. Второй уровень защиты от перегрузки по току дает преимущество при разработке источников питания, у которых пиковая выходная мощность может быть почти в два раза больше, чем максимальная непрерывная выходная мощность. Например, это позволяет использовать дешевые трансформаторы, но при пиковых уровнях нагрузки эффективность будет уменьшаться из-за кондуктивных потерь.

Разработанный адаптер с широким диапазоном входных напряжений потребляет на холостом ходу менее 100 мВт. В то время как весь



Рис. 7. Фотография разработанного прототипа (реальные размеры 143×57,6 мм)

проект адаптера должен быть ориентирован на малое потребление без нагрузки, контроллер облегчает эту задачу за счет снижения частоты. Оно начинается при токах нагрузки менее 1,3 А (34% от максимума) для данного устройства и заканчивается при 0,23 А (6% максимальной мощности) для высокого входного напряжения (230 В/50 Гц) или 0,25 А для низкого (115 В/60 Гц). Контроллер переходит в режим пропуска импульсов, если ток нагрузки адаптера меньше 0,21 А для высокого входного напряжения (230 В/50 Гц) или 0,18 А для низкого

(115 В/60 Гц). Такой уровень нагрузки составляет примерно 5,5% от максимальной выходной мощности. КПД, измеренный при нагрузке в 1,5%, больше 70%.

Для рассмотренного здесь проекта адаптера достигнут средний КПД 85,9% при низком входном напряжении (115 В/60 Гц) и 85,2% — при высоком (220 В/50 Гц). При этом остались возможности для оптимизации эффективности, например, за счет уменьшения потерь во вторичном выпрямительном диоде, при общем снижении потерь в Q1 или замене трансформатора. Цель этого проекта — показать недорогое устройство с малым потреблением без нагрузки. ■

### Литература

1. Спецификация NCP1237A/B — [www.onsemi.com](http://www.onsemi.com)
2. Basso C. P. Switch-Mode Power Supplies, SPICE Simulations and Practical Designs. New-York: McGraw-Hill, 2008.
3. Ridley R. A New Continuous-Time Model for Current-Mode Control — [www.ridleyengineering.com/cmode.htm](http://www.ridleyengineering.com/cmode.htm)
4. Application note AN1679/D — [www.onsemi.com](http://www.onsemi.com)
5. Application note AND8393/D — [www.onsemi.com](http://www.onsemi.com)
6. Application note AND8154/D — [www.onsemi.com](http://www.onsemi.com)
7. <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/FLYBACKDWS.XLS.ZIP>