

# ПОНИЖАЮЩИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ПОВЫШЕННЫМ ВЫХОДНЫМ ТОКОМ И БОЛЬШИМ КОЭФФИЦИЕНТОМ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

ФРЭНК КЭЗЕЛ (FRANK CATHELL), ON Semiconductor

В статье описывается метод, позволяющий преодолеть недостатки преобразователя, работающего с большим коэффициентом преобразования, с помощью отвода на дросселе фильтра. В результате не только эффективно снижается коэффициент преобразования, но и обеспечивается повышение выходного тока.

## ВВЕДЕНИЕ

Необходимость повысить КПД и снизить размеры импульсных источников питания существенно выросла во многих приложениях. Простой понижающий преобразователь широко применялся в неизолированных DC/DC-приложениях, в которых коэффициент преобразования напряжения составлял 5:1 и менее (например, для преобразования 24 В DC в 5 В DC), и где не использовалась гальваническая развязка между входом и выходом. Понижающий преобразователь все чаще находит применение в некоторых автономных приложениях, в которых требуется обеспечить напряжение логического уровня при отсутствии развязки с электросетями переменного тока. Поскольку для типичного значения переменного напряжения 220В выпрямленное постоянное напряжение составляет 310 В, понижение до 5 или даже до 12 В выполняется с коэффициентом, превышающим 20. Такой большой понижающий коэффициент приводит к высокому отношению пикового тока к его среднему значению и неудовлетворительному КПД преобразователя, особенно если требуемая мощность больше нескольких ватт.

## ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ РАБОТЫ ПОНИЖАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Проанализируем работу типичного понижающего преобразователя, схема которого приведена на рисунке 1. Это преобразователь 12 В, 300 мА с микросхемой управления по току (current mode) **NCP1014**<sup>1</sup> компании ON Semiconductor с внутренним силовым ключом 700 В. Стабилизация напряжения и обратная связь осуществляются с помощью цепи стабилитрона Z1 и

оптрона U2. Максимальное значение тока силового ключа при номинальном токовом пороге составляет 450 мА. Максимальный выходной ток нагрузки преобразователя должен быть меньше этого значения из-за добавочной составляющей намагничивающего тока выходного дросселя. При максимальном значении тока нагрузки в 300 мА безопасное предельное значение намагничивающего тока должно быть равным  $450 - 300 = 150$  мА. Минимально приемлемая индуктивность дросселя рассчитывается из этой величины тока и других параметров.

Передаточная функция от входа к выходу по постоянному току для понижающего преобразователя  $V_{dc\ out} = DV_{dc\ in}$ , где D — коэффициент заполнения при переключении. Из формулы видно, что понижающий преобразователь, по сути, является линейным интегратором, в котором площадь под переключающим сигналом определяет выходное напряжение. Эта формула верна, только если ток в дросселе непрерывен в течение всего периода переключения. Для преобразователя, схема которого приведена на рисунке 1, это соотношение

можно написать по-другому, определив требуемую продолжительность коэффициента заполнения D для типичного значения входного напряжения AC и выходного напряжения 12 В. При сетевом напряжении 120 В  $D = V_{dc\ out}/V_{dc\ in} = 12\text{ В DC}/170\text{ В DC} = 0,07$ , или 0,7%.

В уравнении  $V_{dc\ in} = 1,414 \cdot 120\text{ В AC} = 170\text{ В DC}$  благодаря пиковой зарядке ёмкостного фильтра автономного выпрямителя, состоящего из конденсаторов C1 и C3. Следует заметить, что при частоте и периоде переключения, соответственно, 100 Гц и 10 мкс силового ключа с  $D = 0,07$  продолжительность включения  $T_{on} = 0,07 \cdot 10\text{ мкс} = 0,7\text{ мкс}$ . Другими словами, из 10 мкс силовому ключу требуется всего лишь 0,7 мкс для генерации требуемого выходного напряжения. Следует также обратить внимание на то, что для выходного напряжения величиной 5,5 В необходимое время включения должно быть равным около 0,3 мкс. Последнее значение приближается к величине типичной внутренней задержки распространения сигнала во многих контроллерах и может привести к сбоям или возникновению автоколебаний,

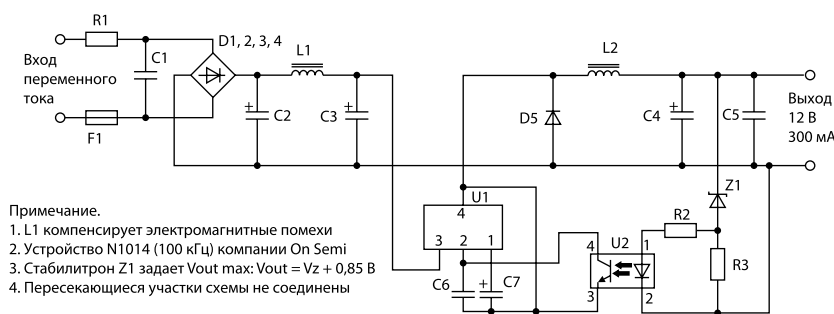


Рис. 1. Типичный автономный понижающий преобразователь

- Примечание.
1. L1 компенсирует электромагнитные помехи
  2. Устройство N1014 (100 кГц) компании On Semi
  3. Стабилитрон Z1 задает  $V_{out\ max} = V_z + 0,85\text{ В}$
  4. Пересекающиеся участки схемы не соединены

<sup>1</sup> Техническую документацию на **NCP1014** см. на компакт-диске. Примеры проектирования преобразователей с применением NCP1014 см. на компакт-диске.

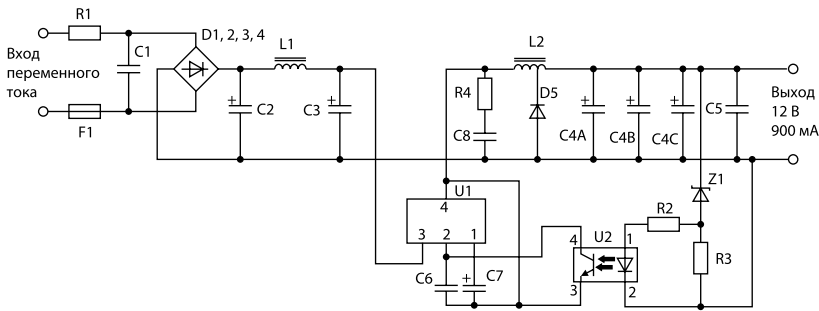


Рис. 2. Понижающий преобразователь с ответвленным дросселем и повышенным выходным током

поскольку контроллер не в состоянии равномерно снизить продолжительность включения до величины, которая ниже времени задержки сигнала. Таким образом, видно, что большой коэффициент преобразования входного сигнала в выходной приводит к очень малому времени продолжительности включения силового ключа с типичной величиной соотношения между пиковым и средним значениями тока, т.к. за это время должен пройти пиковый ток нагрузки в дополнение к намагничивающему току дросселя, который мы определим с помощью индуктивности дросселя.

В то время, когда силовой ключ выключен, т.е. в течение 9,3 мкс, выходной дроссель должен поддерживать выходной ток нагрузки через импульсный диод D5. Напряжение на этом дросселе равно сумме выходного напряжения и прямого падения напряжения этого диода, или 13 В. Чтобы ток непрерывно протекал в течение этого времени (даже если его величина спадает линейно), минимальная индуктивность дросселя определяется из выражения  $E = L di/dt$ . Таким образом,  $L = (E dt)/di = (13 \text{ В} \cdot 9,3 \text{ мкс})/0,15 \text{ А} = 800 \text{ мкГн}$ . В данном случае вполне подойдет дроссель 820 мкГн с номинальным током 500 мА. Для разработчиков, которые привыкли использовать меньшие коэффициенты преобразования, это значение индуктивности достаточно высокое. Как уже говорилось, малое значение времени

включения и необходимость прохождения через силовой ключ понижающего преобразователя максимального тока нагрузки совместно с внутренним намагничивающим током дросселя приводят к неудовлетворительному значению КПД, с точки зрения требований Energy Star для источников тока этого диапазона мощности. Те же самые расчеты, выполненные в отношении европейских электросетей 230 В переменного тока, дают еще менее удовлетворительный результат.

#### РЕШЕНИЕ НА ОСНОВЕ ДРОССЕЛЯ

Если продолжительность включения преобразователя повысить таким образом, чтобы площадь под переключающим сигналом за время переключения увеличилась за счет горизонтальной, а не вертикальной составляющей, мы получили бы ту же величину площади при меньшем пиковом токе и лучше соотношении максимального тока к его среднему значению. Эту задачу можно реализовать с помощью цепи, показанной на рисунке 2. В ней делается отвод от обмотки дросселя таким образом, чтобы ток через диод, протекающий при выключенном силовом ключе, проходил лишь по отдельной части дросселя, а ток силового ключа — по всему дросселю. Сделав отвод на расстоянии  $1/4$  от выходного конца и подключив разрядный диод, мы увеличим продолжительность включения силового ключа до значения  $D' = 0,24$ , или 2,4 мкс

(при частоте переключения 100 кГц). При желании выходной ток можно увеличить примерно в 3 раза почти до 1 А, не повышая пиковый ток силового ключа. Увеличенная продолжительность включения  $D'$  и возросший пиковый ток  $I_{boost}$  определяются следующими выражениями:  $D' = (N + 1)/[N + (V_{in \text{ dc}}/V_{out})]$ , где  $N$  — соотношение между количеством витков двух частей дросселя до и после отвода. В данном случае обмотка в левой, или входной секции дросселя, содержит в три раза больше витков, чем его выходная часть. Увеличенный пиковый ток определяется выражением  $I_{boost} = (N + 1)/[(N \cdot V_{out}/V_{in \text{ dc}}) + 1]$ . В результате передаточная функция для напряжения по постоянному току становится равной  $V_{out} = V_{in \text{ dc}}/[(N + 1)/D'] - N$ .

В дросселе с отводом ток проходит по всему количеству витков при включенном силовом ключе, а пиковый ток по-прежнему меньше предельного значения тока перегрузки в U1. Однако при выключении силового ключа ток на выходной части обмотки резко возрастает до пикового значения, которое в 4 раза больше тока во включенном состоянии, т.к. число витков секции дросселя, подключенной к диоду свободного хода, в 4 раза меньше их общего количества. (Следует иметь в виду, что на практике ток в дросселе может быть прерывистым). Типичная для рассматриваемого перехода форма сигнала тока изображена на рисунке 3. Участок А соответствует линейному нарастанию напряжения на всем дросселе при включенном силовом ключе. При его выключении происходит скачок тока на отрезке В в меньшей секции дросселя до пикового значения, определяемого соотношением между общим количеством витков и их количеством после ответвления (4:1). Затем ток спадает по линейному закону (участок С), пока не достигнет пороговой величины, заданной в контроллере. В этой точке силовой ключ включается, и цикл повторяется.

Рассчитаем требуемое минимальное значение индуктивности меньшей секции дросселя с отводом 3:1, исходя из нового значения коэффициента заполнения. Поскольку  $D' = 2,4$  мкс, время отключения или время свободного хода диода, равно 7,6 мкс. В результате индуктивность части дросселя, через которую протекает ток диода,  $L = (E \cdot dt)/di = (13 \text{ В} \cdot 7,6 \text{ мкс})/1,8 \text{ А} = 55 \text{ мкГн}$ .

Значение тока на этот раз выбрано в 4 раза большим, чем номинал пикового тока для силового ключа NCP1014, т.е.  $4 \cdot 0,45 \text{ А} = 1,8 \text{ А}$ . Следует заметить, что  $L$  в данном случае фактически оказывается равной  $1/16$  полной индуктивности обмотки во включенном состоянии транзистора, поскольку

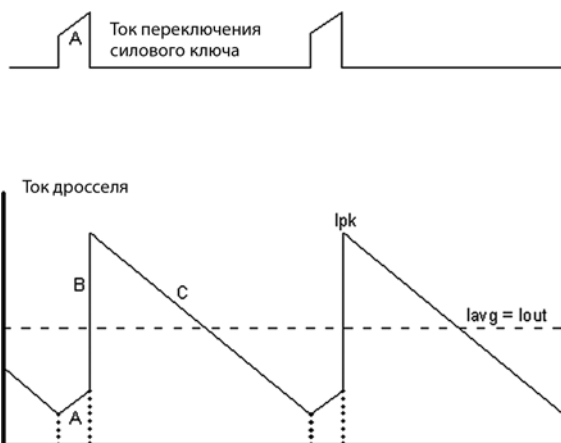


Рис. 3. Профиль тока дросселя с отводом

ку индуктивность пропорциональна  $N^2$ . Таким образом, ее минимальное значение для всей обмотки дросселя составляет около 800 мкГн. Кроме того, необходимо помнить, что по меньшей части дросселя проходит ток, примерно в 3 раза превышающий среднее значение тока всей обмотки, и потому для минимизации активных потерь по постоянному току следует подобрать соответствующее сечение провода.

Площадь под сигналом тока через меньшую секцию в отключенном состоянии больше площади под сигналом тока через силовой ключ во включенном состоянии, и, следовательно, среднее значение выходного тока больше. У транзистора увеличиваются продолжительность времени  $D'$ , в течение которого по нему проходит ток, а также напряжение выключения. Фактически мы увеличили средний выходной ток понижающего преобразователя, не повысив пиковый ток силового ключа с помощью ответвленного дросселя.

Следует отметить, что преимущества от повышения выходного тока становятся менее заметными при снижении падения напряжения между входом и выходом. Если снова обратиться к соотношению  $I_{\text{boost}} = (N + 1) / [(N \cdot V_{\text{out}} / V_{\text{in dc}}) + 1]$ , можно увидеть, что по мере того как  $V_{\text{out}}$  приближается к значению  $V_{\text{in}}$ , знаменатель дроби стремится к  $N + 1$ , а всё выражение — к 1, поэтому преимущества нивелируются. При очень высоком входном напряжении значение этого выражения стремится к  $N + 1$ , а эффективное повышение выходного тока достигается за счет отвода в дросселе. Рассматриваемое выражение характеризует эффект повышения пикового тока, и фактическое увеличение выходного тока вызвано ростом средневзвешенного значения сигнала, что обусловлено интегрирующим эффектом дросселя.

Требуется задать токовый режим для диода, чтобы регулировать увеличение среднего значения выходного тока. При повышении общей индуктивности дросселя и, следовательно, индуктивности его ответвленной части снижение тока во время отключения или при свободном ходе, будет более пологим, и площадь под сигналом станет больше. В результате среднее значение выходного тока вырастет. Теоретически предельное значение выходного тока может возрасти в  $(N + 1)$  раз. Однако

для этого потребуется дроссель с очень большой индуктивностью, что на практике оказывается не самым лучшим решением для большинства приложений. Соотношение 3:1 легко достигается без использования больших значений индуктивности.

Вопрос о том, где и как делать отвод от дросселя, очень важен, т.к. следует избегать нежелательного эффекта возникновения индуктивности рассеяния между двумя секциями обмотки. Ответвление делается с помощью многожильного провода, обеспечивающего симметричную и перемежающуюся намотку. У дросселя L2, изображенного на рисунке 2, витки должны располагаться ровно, без перекручиваний, что достигается одновременной намоткой четырех проводов, которые затем последовательно соединяются. Место подсоединения третьей секции к четвертой является отводом, идущим на разрядный диод.

Чтобы обеспечить более высокое выходное напряжение, была выбрана бифилярная конфигурация обмотки с двумя витками и отводом в средней точке в месте последовательного соединения двух проводов. В этом случае  $N$  в рассмотренном выше выражении равно 1, т.к. обмотки имеют равное число витков. Обычно выбирают конфигурацию с коэффициентом заполнения  $D'$  в диапазоне 0,2...0,5. В стандартном понижающем преобразователе с  $D = V_{\text{out}} / V_{\text{in}} > 0,25$  создание отвода в дросселе, скорее всего, не даст желаемого эффекта. Практика показала, что при отводе с  $N = 1; 2$  или  $3$  (в зависимости от соотношения входного и выходного напряжений) удовлетворительные результаты обычно достигаются для большинства приложений.

Следствием применения дросселя с ответвлением является дополнительное отрицательное напряжение на истоке силового ключа U1 из-за того, что через разрядный диод D5 протекает ток только той части индуктивности, которая обращена к нагрузке. В другой части индуктивности, обращенной к силовому ключу, наводится ЭДС. Дополнительное отрицательное напряжение на части индуктивности, обращенной к силовому ключу, является суммой выходного напряжения преобразователя и падения напряжения на диоде, помноженной на соотношение общего количества витков

обмотки к той ее части, которая подключена к диоду, т.е. приблизительно  $(12 + 0,8) \cdot 4 = 52$  В. Рассеяние индуктивности между обмотками приводит к возникновению узкого всплеска с той же или более высокой амплитудой. Этот всплеск, величина которого зависит от номинального напряжения силового ключа демпфирующей цепи R/C (R4 и C8), находящейся между переключающимся узлом и общей выходной шиной, можно свести к минимуму с помощью упомянутого выше метода. При входном напряжении сети равным 270 В AC максимальное падение напряжения на силовом ключе составляет около 500 В или менее, что гораздо меньше 700 В — номинального напряжения для NCP1014.

Следует сказать еще об одной проблеме, связанной с использованием ответвленного дросселя — пульсации номинального тока выходного конденсатора C4. Резкое падение тока в дросселе в момент выключения силового ключа отражается на состоянии конденсатора, причем эффективное значение тока составляет примерно половину от его размаха. Эта величина значительно больше амплитуды сигнала треугольной формы, который проходит через выходной конденсатор стандартного понижающего преобразователя. В зависимости от эквивалентного последовательного сопротивления конденсатора ESR может возникнуть потребность в использовании нескольких выходных параллельно расположенных конденсаторов, что связано не только с необходимостью сгладить пульсации, но и свести к минимуму пульсацию напряжения на ESR конденсатора. В приложениях, где требуется минимизировать выходные пульсации, используется двухкаскадный π-образный сетевой фильтр с дросселем 4,7 мкГн и еще одним выходным конденсатором. Несмотря на такое усложнение схемы, метод использования дросселя с отводом в понижающем преобразователе позволяет повысить общий КПД автономных приложений.

#### ПОЛЕЗНЫЕ ССЫЛКИ

1. [Получить консультацию по продукции ON Semi](#)
2. [Получить консультацию по продукции ON Semi](#)