

Проектирование недорогих многовыходных DC/DC-преобразователей — стабилизаторов напряжения

Часть 1

Перевод: Владимир Рентюк

E-mail: info@symmetron.ua

Использование 1:1 магнитосвязанных индуктивностей совместно с понижающими DC/DC-преобразователями.

ВСТУПЛЕНИЕ

Схемотехника блока питания всегда имеет ограничение по стоимости, занимаемой площади на печатной плате, высоте, а кроме того, разработчики всегда стремятся максимально уменьшить ее сложность. Большинство современных систем, работающих со смешанными сигналами, а как правило, и все остальные различные аналоговые и цифровые схемы, кроме простейших случаев, требуют для своего функционирования несколько различных напряжений питания. Один из способов добавить дополнительные выходы к источнику питания (ИП) без использования дополнительных микросхем заключается в том, чтобы заменить стандартный дроссель импульсного понижающего стабилизатора напряжения индуктивно-

стью с несколькими магнитосвязанными обмотками. Первичная обмотка такого (в общем плане) трансформатора находится под напряжением возбуждения импульсного понижающего преобразователя, а для его вторичных обмоток есть много способов сформировать дополнительный выход путем выпрямления и фильтрации напряжения, индуцированного во вторичной обмотке.

Понижающие импульсные стабилизаторы встречаются почти в каждой архитектуре ИП, а добавка многообмоточного трансформатора в соответствии с задачами, решаемыми проектировщиком, может иметь самые различные коэффициенты трансформации и даже несколько выходов. Но в интересах достижения оптимального баланса между сложностью и стоимостью решения мы рассмотрим имеющуюся серийно выпу-

скаемую катушку индуктивности с магнитосвязанными обмотками, имеющими соотношение 1:1, которая в рассматриваемом приложении выполняет роль трансформатора. (Прим. перев.: в общем случае такие катушки используются в DC/DC-преобразователях топологии SEPIC.) Компания Würth Elektronik eiSos предлагает несколько вариантов таких магнитосвязанных индуктивностей с различными уровнями мощности и расположением выводов. Многие из этих катушек пригодны для формирования дополнительного выхода стандартного понижающего DC/DC-преобразователя, выполняющего в схеме роль стабилизатора напряжения.

ТРИ НАИБОЛЕЕ РАСПРОСТРАНЕННЫЕ ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ТОПОЛОГИИ

На рис. 1а, 1б и 1в показаны три наиболее часто используемые топологии импульсных стабилизаторов

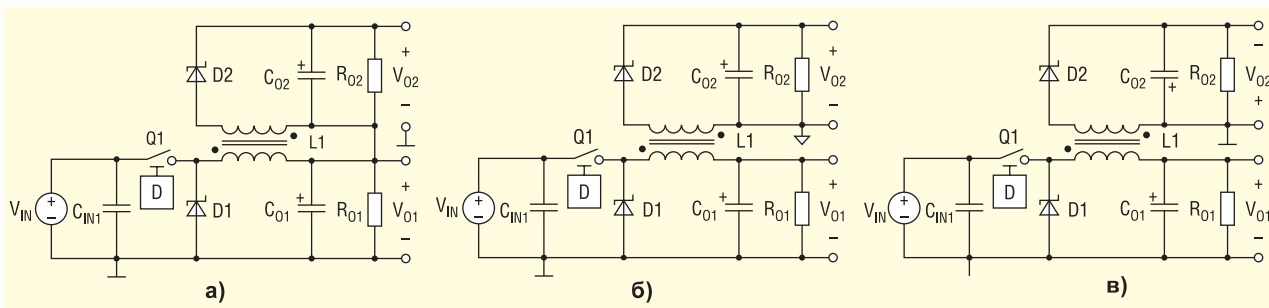


Рис. 1. Соединение для получения напряжения $2 \times V_{OUT}$ (а), получение изолированного напряжения V_{OUT2} (б), получение отрицательного напряжения V_{OUT2} (в)

напряжения с двухобмоточными дроселями. На рис. 1а показано, как вторичное напряжение V_{OUT2} может быть добавлено к основному выходному напряжению V_{OUT1} для создания общего напряжения по отношению к общему проводу (заземлению) системы питания, т.е. $2 \times V_{OUT1}$.

На рис. 1б показано, как наведенное во вторичной обмотке напряжение может быть соединено с общим проводом изолированной вторичной цепи для создания отдельного изолированного напряжения, которое может быть использовано для питания датчиков или изолированных каскадов оборудования связи. В этом случае среднее значение напряжения V_{OUT2} равно напряжению V_{OUT1} .

Примечание. Поскольку большинство магнитосвязанных катушек с соотношением обмоток 1:1 не являются трансформаторами в полном понимании конструкции, их изоляционный барьер не рассчитан на то, чтобы выдерживать максимальные напряжения в цепях для изоляции от сети переменного тока или выполнить требования по изоляции в телекоммуникационных устройствах. Такие катушки, в данном случае, используются только для разделения двух напряжений, а изоляция защищает вторичную цепь лишь от электрических помех в первичной цепи.

На рис. 1в показано, как можно организовать систему заземления вторичной стороны, чтобы на ее выходном конденсаторе получить отрицательное выходное напряжение. В этом случае абсолютное значение напряжения V_{OUT2} равно напряжению V_{OUT1} .

Во всех трех случаях контур управления стабилизации напряжения понижающего DC/DC-преобразователя регулирует напряжение только на основном выходе — V_{OUT1} . Следовательно, фактическое значение напряжения V_{OUT2} будет меняться в зависимости от входного напряжения и от падения напряжения на выходном диоде в цепи вторичной обмотки, а также в зависимости от токов нагрузки на обоих — основном и вторичном — выходах, т.е. в соответствии с рабочим циклом преобразователя. По этой причине, для того чтобы обеспечить стабилизацию напряжения в цепи вторичной обмотки, здесь часто используется соответствующий дополнительный линейный стабилизатор напряжения. (Прим. перев.: кроме того, дополнительный линейный стабилизатор значительно снижает уровень пульсаций и помех по второму выходу.)

ПРАКТИЧЕСКИЙ ПРИМЕР ПРОЕКТИРОВАНИЯ ДВУХВХОДНОГО DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Приведенные в данной статье уравнения и сама идея предлагаемого решения будут шаг за шагом направлять проектировщика по этапам, которые необходимы для добавления вторичного выхода к несинхронным импульсным стабилизаторам напряжения, выполненным на интегральной схеме контроллера понижающего DC/DC-преобразователя с функцией ограничения тока нагрузки. Большинство таких микросхем имеют внутренний силовой МОП-транзистор и компаратор, который осуществляет мониторинг тока, протекающего через токовый сенсор или через полевой МОП-транзистор на высокой стороне (транзистор Q1 на рис. 1). Этот ток равен току через дроссель, когда данный транзистор включен. Высококачественные контроллеры имеют возможность установки минимального порога тока дросселя во всем диапазоне рабочих температур, и в большинстве случаев, когда этот предел достигнут, микросхема мгновенно выключает силовой МОП-транзистор. Как будет показано ниже, такое решение определяет максимальную выходную мощность, которая должна быть разделена между основным и вторичным выходами. Для практического примера проектирования будем использовать микросхему TPS54160 компании Texas Instruments. Электрические характеристики, приведенные в ее спецификации, указывают, что минимальный предел ограничения тока по всему диапазону температур составляет 1.8 А.

Технические характеристики проектируемого в качестве примера двухвыходного понижающего DC/DC-преобразователя следующие:

- входное напряжение V_{IN} 10–14 В, номинальное рабочее напряжение 12 В;
- пульсации входного напряжения $\Delta V_{IN} = 0.2$ В (п-п);
- выходное напряжение $V_{OUT1} = 5$ В при номинальном токе нагрузки I_{O1} 400–500 мА;
- пульсации выходного напряжения $\Delta V_{O1} = 60$ мВ (п-п);
- выходное напряжение $V_{OUT2} = 5$ В (назначенное), $I_{O2-MAX} = 200$ мА;
- пульсации выходного напряжения $\Delta V_{O2} = 60$ мВ (п-п);
- рабочая частота преобразователя $f_{SW} = 500$ кГц;

- ожидаемый КПД $\eta = 90\%$;
- полная выходная мощность $P_{OUT} = 3.5$ Вт.

Для данного решения выбор внешних компонентов не зависит от варианта подключения вторичной цепи, следовательно, приведенные ниже расчеты справедливы для схем, показанных на рис. 1а–в.

ОСОБЕННОСТИ 1:1 МАГНИТОСВЯЗАННОЙ ИНДУКТИВНОСТИ

Индуктивный элемент — «Сердце» любого импульсного преобразователя. Это справедливо и для рассматриваемого преобразователя мощностью 3.5 Вт, и для многофазного мостового преобразователя мощностью в киловатты. Для нашей 1:1 магнитосвязанной катушки индуктивности, выполняющей роль трансформатора, принципиальное отличие от тока стандартного дросселя, который используется в понижающих преобразователях, заключается в увеличении размаха пульсаций тока от пика до пика (п-п), индуцированного в основной (первичной) обмотке. Это происходит из-за дополнительной запасенной и переданной во вторичную обмотку энергии, а форма тока изменяет свою форму от треугольной к трапецеидальной. На рис. 2 показаны токи в первичной обмотке (выделено лиловым цветом) и во вторичной обмотке (она показана в зеленом цвете). Фазирование включения обмоток выполнено таким образом, что вторичная обмотка начинает отдавать ток в нагрузку во время выключения силового МОП-транзистора, когда обратный ток индуктивности замыкается открытым диодом D1. Таким образом, среднее напряжение в течение цикла переключения, приложенное к вторичной цепи, будет приблизительно равно напряжению V_{OUT1} .

Здесь важно указать на различие между средним и постоянным токами вторичной обмотки. Понятие «среднее значение тока», обозначаемое нами как I_{S-AVG} , относится к средней высоте трапеции формы тока. А понятие «постоянный ток», обозначаемое нами как I_{O2-MAX} , относится к значению среднего тока, которое подается в нагрузку вторичной обмоткой. Эти два тока имеют разное значение, и здесь, в результате смешивания этих понятий, может возникнуть большая путаница. Для ясности скажем, что средний ток при трапецеидальной

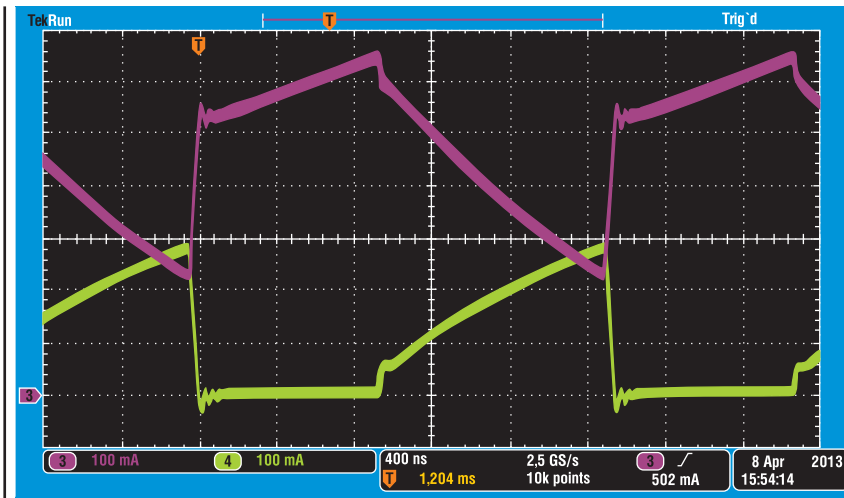


Рис. 2. Токи в первичной (лиловый) и вторичной (зеленый) обмотках 1:1 магнитосвязанной катушки индуктивности в условиях: $V_{IN} = 12.0 \text{ В}$, $V_{O1} = 5 \text{ В}$, $V_{O2} \approx V_{O1}$, $I_{O1} = 500 \text{ мА}$, $I_{O2} = 100 \text{ мА}$

видной форме равен постоянному току, деленному на единицу минус рабочий цикл. Для рассматриваемого случая соотношения обмоток 1:1 интерес для расчетов представляют наихудшие случаи, которые дают нам максимальные значения токов:

$$D_{MAX} = \frac{V_{OUT1} + V_{D1}}{V_{IN-MIN} + V_{D1}} = \frac{5 + 0.5}{10 + 0.5} = 0.54, \quad (1)$$

$$I_{A-AVG} = \frac{I_{O2-MAX}}{1 - D_{MAX}} = \frac{0.24}{0.46} = 0.43 \text{ А}. \quad (2)$$

Здесь V_{D1} — это типичное прямое напряжение на диоде D1.

Индуктивность обмотки выбирается таким же образом, как и для дросселя стандартного понижающего DC/DC-преобразователя, и основана на управлении полными пульсациями тока от пика до пика в первичной обмотке, которые в формуле (4) обозначены, как Δi_{P-TRI} :

$$D_{MIN} = \frac{V_{OUT1} + V_{D1}}{V_{IN-MAX} + V_{D1}} = \frac{5 + 0.5}{14 + 0.5} = 0.39, \quad (3)$$

$$L_{MIN} = D_{MIN} \frac{V_{IN-MAX} - V_{OUT1}}{\Delta i_{P-TRI} \times f_{SW}}. \quad (4)$$

ПУЛЬСАЦИИ ТОКА В ИНДУКТИВНОСТИ

Одна из наиболее важных проблем, по которой необходимо будет принять решение в процессе разработки нашего преобразователя, — определение допустимого уровня пульсаций тока. В обычных понижающих преобразователях двойная амплитуда пульсаций тока (от пика до пика) обычно уста-

навливается на уровне от 20 до 40% максимального выходного постоянного тока. Диапазон 20–40% представляет собой хороший компромисс, он проверен и подтвержден конструкцией большого числа импульсных преобразователей и предлагает оптимальный баланс между габаритами дросселя, КПД преобразователя и уровнем генерируемых им помех. При этом необходимо учитывать, что меньшая индуктивность и, следовательно, меньший размер дросселя приводят к большим пульсациям тока, и наоборот: меньшие пульсации приводят к уменьшению среднеквадратичных токов и уменьшают уровень электромагнитных помех (ЭМП).

Уравнение (4) позволяет определить минимальное значение индуктивности для чисто треугольной формы тока пульсаций в первичной обмотке, но суммарный ток пульсации Δi_p равен сумме тока треугольной формы и общего тока пульсаций вторичной цепи. Из-за этого факта, связанного с наличием дополнительных пульсаций, рекомендуемый диапазон для тока Δi_{P-TRI} необходимо выбирать ниже — от 10 до 30% максимального выходного тока первичной обмотки I_{O1-MAX} . Для этого примера положим значение тока Δi_{P-TRI} равным 30% максимального, что составит 0.15 А. Тогда:

$$L_{MIN} = 0.39 \frac{14 \text{ В} - 5 \text{ В}}{0.15 \text{ А} \times 500 \text{ кГц}} = 45.5 \text{ мкГн}.$$

Ближайшее стандартное значение индуктивности равно 47 мкГн (здесь выбор всегда должен делаться в сторону увеличения). Эта индуктивность обозначается далее как L1 и будет использоваться в наших дальнейших расчетах. Итак, треугольная составляющая тока пульсаций первичной обмотки:

$$\Delta i_{P-TRI} = D_{MIN} \frac{V_{IN-MAX} - V_{OUT1}}{L1 \times f_{SW}} = 0.39 \frac{14 \text{ В} - 5 \text{ В}}{47 \text{ мкГн} \times 500 \text{ кГц}} = 0.146 \text{ А}_{\text{п-п}}.$$

Расчет пульсации тока во вторичной обмотке, к сожалению, гораздо сложнее. Его величина (рис. 3) сильно зависит от индуктивности рассеивания катушки L_{LEAK} , тока нагрузки I_{OUT2} , прямого падения напряжения на выходном диоде $+V_{D2}$ и сопротивления катушки по постоянному току обмотки (RDC).

При тщательном рассмотрении, особенно при высоких выходных токах во вторичной цепи, видно, что форма Δi_s является не чисто треугольной, а фактически параболической. Это является следствием того, что к индуктивности рассеивания приложено напряжение трапециевидальной формы. Ниже приводится приближенное уравнение, которое основывается на предположении, что среднее напряжение на индуктивности рассеивания постоянно и равно прямому падению напряжения выходного диода:

$$\Delta i_s = \frac{2 \times V_{D2}}{L_{LEAK} \times f_{SW}} (1 - D_{MIN}) = \frac{2 \times 0.5 \text{ В}}{3.1 \text{ мкГн} \times 500 \text{ кГц}} = 0.40 \text{ А}_{\text{п-п}}. \quad (5)$$

Трудность в использовании этого выражения является следствием двух неоднозначностей: точного определения индуктивности рассеивания и точного предсказания (или измерения) падения напряжения V_{D2} на выпрямительном диоде. Индуктивность рассеивания L_{LEAK} не всегда указывается производителями индуктив-

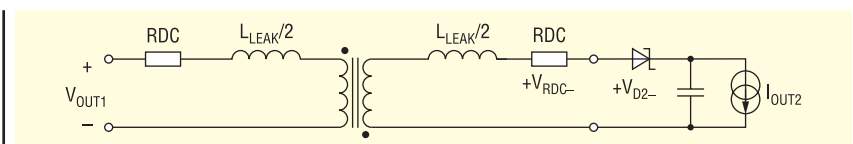


Рис. 3. Эквивалентная схема с магнитосвязанной индуктивностью 1:1 с учетом паразитных составляющих первого порядка и падения напряжения на выпрямительном диоде

ностей, но она может быть достаточно просто измерена. Это делается путем короткого замыкания одной из обмоток и измерения индуктивности на выводах другой. Для этого примера измеренное значение L_{LEAK} равно 3.1 мкГн. Падение напряжения на выпрямительном диоде нелинейно и зависит от тока, так что его необходимо прогнозировать. Мы будем использовать значение 0.5 В. Исходя из изложенного выше, ожидаемый суммарный ток пульсаций первичной обмотки Δi_p можно рассчитать как:

$$\begin{aligned} \Delta i_p &= \Delta i_{p-TRI} + \Delta i_s = \\ &= 0.146 \text{ A} + 0.4 \text{ A} = 0.55 \text{ A}_{п-п}. \end{aligned} \quad (6)$$

Теперь можно рассчитать пиковый ток для первичной обмотки:

$$\begin{aligned} I_{p-PEAK} &= I_{O-MAX} + \frac{\Delta i_p}{2} = \\ &= 0.5 \text{ A} + \frac{0.55 \text{ A}}{2} = 0.77 \text{ A}. \end{aligned} \quad (7)$$

Пиковый ток для вторичной цепи может быть рассчитан исходя из уже определенного ранее тока пульсаций от пика к пику. Пиковый ток вторичной цепи составляет:

$$\begin{aligned} I_{s-PEK} &= I_{s-AVR} + \frac{\Delta I_s}{2} = \\ &= 0.42 \text{ A} + \frac{0.40 \text{ A}}{2} = 0.62 \text{ A}. \end{aligned} \quad (8)$$

Последний шаг перед окончательным выбором индуктивного элемента требует расчета среднеквадратичных токов (RMS) как для первичной, так и для вторичной цепи. Для первичной цепи можно использовать выходной ток. Такой подход достаточно прост и является очень близким к истинному значению RMS. Для вторичной цепи среднеквадратичное значение тока для трапециевидальной волны:

$$\begin{aligned} I_{s-RMS} &= I_{s-AVR} \sqrt{1 - D_{MAX}} \times \\ &\times \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta I_s}{I_{s-AVG}} \right)^2} = 0.33 \text{ A} \end{aligned} \quad (9)$$

ПРАВИЛЬНЫЙ ВЫБОР ТИПА СВЯЗАННОЙ ИНДУКТИВНОСТИ

Нами было определено, что необходимый индуктивный элемент должен иметь индуктивность обмоток, равную 47 мкГн, быть в состоянии без насыщения сердечника выдерживать пиковый ток до 0.77 А и работать без перегрева

на среднеквадратичных токах до 0.5 А в первой обмотке и до 0.33 А во второй обмотке (**Прим. перев.:** Опасность перегрева связана с тем, что при достижении определенной температуры, называемой точкой Кюри, материал сердечника катушки теряет свои магнитные свойства, что может привести к отказу ИП). При отношении обмоток 1:1 особенно важно внимательно изучить технические описания и понять условия, при которых наступает насыщение, а значения среднеквадратичных токов являются действительно реально достижимыми. Производители качественной продукции обязательно указывают все эти условия в понятном для пользователя виде. Так, серия WE-DD сдвоенных магнитосвязанных катушек индуктивности компании Würth Elektronik включает в себя вариант исполнения под номером 744 878 470, электрические характеристики которого (№ заказа 744878470):

- индуктивность $L = 47$ мкГн;
- номинальный рабочий ток $I_R = 0.9$ А;
- ток насыщения $I_{SAT} = 1$ А;
- сопротивление по постоянному току RDC — 0.6 Ом (тип.).

Примечание: Значение I_R на уровне превышения на 40 К температуры окружающей среды приведено для случая, когда обе обмотки последовательно возбуждаются упомянутым номинальным током. Значение тока насыщения I_{SAT} подразумевает падение типовой индуктивности на 10%, приведено в случае насыщения для тока одной обмотки.

Для оценки соответствия катушки по току насыщения I_{SAT} в общем случае необходимо учитывать комбинацию токов в обеих обмотках. Однако для 1:1 магнитосвязанных индуктивностей в случае использования их в схеме понижающего преобразователя мы имеем ситуацию, при которой когда ток в одной обмотке находится на пике, то ток во второй обмотке падает до минимума. Следовательно, для рассматриваемого варианта пиковый ток I_{p-PEAK} в первой, наиболее нагруженной обмотке как раз и представляет собой нужный нам наихудший случай.

ОГРАНИЧЕНИЯ ДЛЯ МАКСИМАЛЬНОГО ТОКА ВТОРИЧНОЙ ЦЕПИ

Максимальный ток, который может дать нам вторичный выход с магнитосвязанными индуктивностями 1:1 в сочетании с понижающим преобразовате-

лем, ограничивают два условия. Первое ограничение является следствием наличия порога ограничения по максимальному току микросхемы контроллера преобразователя. Для рассматриваемого примера мы имеем $I_{LIM} = 1.8$ А, отсюда получаем значение $I_{O2-LIMIT}$:

$$\begin{aligned} I_{O2-LIMIT} &= (1 - D_{MIN}) \times (2I_{LIM} - 2I_{O1-MAX} - \Delta i_{p-TRI}) = \\ &= 0.62 \times (3.6 \text{ A} - 1.0 \text{ A} - 0.146 \text{ A}) = 1.52 \text{ A}. \end{aligned} \quad (10)$$

Это условие с высокой степенью вероятности выполнится в том случае, когда оба выхода обеспечивают максимальный ток нагрузки, и при условии, что входное напряжение находится на максимально допустимом рабочем уровне.

Второе ограничение является следствием того, что имеется граница между режимом непрерывных токов или режимом непрерывной проводимости (Continuous Conduction Mode, CCM) и режимом прерывистых токов или прерывистой проводимости (Discontinuous Conduction Mode, DCM). Режим CCM подразумевает, что ток в первичной обмотке никогда не падает до нуля, а режим DCM — что ток в первичной обмотке падает до нуля еще до конца цикла переключения. Это ограничение относится как к несинхронным понижающим, так и к некоторым топологиям синхронных преобразователей, если микросхема управляющего контроллера не позволяет течь через индуктивность току обратной полярности. После того как преобразователь переходит в режим DCM, среднее напряжение первичной обмотки становится меньше V_{OUT1} . При этом, в зависимости от тока нагрузки, напряжение V_{OUT2} имеет тенденцию к уменьшению или полному падению. Для всех импульсных стабилизаторов граница режимов CCM/DCM может быть определена как точка, когда среднее значение тока катушки индуктивности равно половине пульсирующего тока. Если вернуться к рассмотрению рисунка 2, становится понятно, что с наибольшей степенью вероятности это условие выполнится в том случае, когда ток нагрузки по первичной цепи является низким, а ток во вторичной цепи — наоборот, высоким.

Привести здесь полезное для практического применения уравнение затруднительно. Это вызвано высокой изменчивостью пульсаций тока во вторичной обмотке катушки и нелинейной зависимостью прямого падения напряжения на выпрямительном диоде от тока нагрузки. Наилучшим способом

определения точки перехода в режим DCM являются лабораторные исследования. Они позволяют достаточно просто определить момент, когда преобразователь будет переходить в режим DCM, а токовый пробник покажет точный момент, в который ток первичной обмотки упадет до нуля. Если токовый пробник недоступен, можно использовать датчик напряжения и обычный мультиметр. На рисунке 4 показано напряжение на ключе первичной цепи в режиме DCM. Цепь представляет собой полевой транзистор с соответствующим управлением, первичную катушку индуктивности и диод. Щуп осциллографа, измеряющий напряжение, покажет начало затухающего колебания в конце каждого цикла переключения, а мультиметр покажет быстрое падение выходного напряжения V_{O2} , которое происходит в момент перехода в режим прерывистых токов.

Условия измерения: $V_{IN} = 10 \text{ В}$, $V_{O1} = 5 \text{ В}$, $V_{O2} \approx 3 \text{ В}$, $I_{O1} = 500 \text{ мА}$, $I_{O2} = 200 \text{ мА}$.

Если необходимый ток нагрузки вторичной цепи I_{O2-MAX} оказался выше, чем наименьшее значение тока, следующее из указанных выше ограничений, то есть несколько вариантов решения этой проблемы:

1. Пульсации тока могут быть уменьшены за счет увеличения индуктивности, с повышением частоты коммутации либо путем использования обоих вариантов. Это помогает обойти оба ограничения.
2. Если причина в ограничении по току, необходимо выбрать другой тип управляющей микросхемы с более высоким значением ограничения

максимального тока или выбрать контроллер с внешними силовыми МОП-транзисторами. В этом случае можно сделать настройку нужного порога ограничения по току.

3. Если предел обусловлен переходом в режим DCM, то необходимо использовать топологию синхронного понижающего импульсного стабилизатора, которая позволяет току в катушке индуктивности течь в обратной полярности. Такой преобразователь позволяет течь току ниже нуля и поддерживать среднее напряжение V_{OUT1} по обмоткам 1:1 катушки даже при условии, что ток $I_{O1} = \text{ноль}$. Для такого применения несколько полупроводниковых компаний уже производят и предлагают на рынке небольшие, экономичные синхронные стабилизаторы, полностью удовлетворяющие изложенным требованиям.

Существует также проблема, связанная с минимальным током, который должен обеспечить вторичный выход. Она заключается в том, чтобы предотвратить рост напряжения V_{OUT2} в условиях малой нагрузки или холостого хода. Причиной такого роста является постепенная передача энергии вторичных выходных конденсаторов, которую они получают из-за наличия индуктивности рассеяния в катушке. Проводить измерение индуктивности рассеяния и пытаться вычислить минимально допустимую нагрузку, как правило, нецелесообразно. Для нашего примера достаточно эффективным и простым методом оказалась лабораторная экспериментальная проверка с помощью потенциометра. Так было определено,

что для сохранения в любых условиях абсолютного значения V_{OUT2} ниже заданных 5.5 В достаточно использовать дополнительное сопротивление нагрузки 1.1 кОм (в перечне элементов указан резистор 1 кОм).

ТОЧНОСТЬ ПОДДЕРЖАНИЯ ВЫХОДНОГО НАПЯЖЕНИЯ ВТОРИЧНОЙ ЦЕПИ

Одним из недостатков использования для получения вторичного напряжения магнитосвязанных катушек индуктивности является то, что в этом случае стабилизация осуществляется только для основного выходного напряжения, которое регулируется с помощью цепи обратной связи. В зависимости от допуска источника опорного напряжения и точности резисторов делителя в цепи обратной связи, основной выход V_{OUT1} имеет типичную точность установки выходного напряжения, равную от ± 1 до $\pm 4\%$ от номинального значения V_{OUT1} . А выход V_{OUT2} является не просто нерегулируемым, его напряжение будет изменяться с изменением входного напряжения и скважности (рабочего цикла). Выход V_{OUT2} также будет иметь большую зависимость от нагрузки, чем V_{OUT1} относительно токов нагрузки обоих выходов, основного и вторичного. Это происходит из-за падения напряжения на диодах, сопротивления катушек по постоянному току (DCR) и сопротивления дорожек печатной платы. На рисунке 5 показана 1:1 катушка как идеальный трансформатор с коэффициентом трансформации, равным единице, который возбуждается напряжением, равным V_{OUT1} основного выхода. Если внимательно рассмотреть все падения напряжения на пути от первичной обмотки вторичной, то можно видеть, что напряжение V_{OUT2} оказывается прямо пропорциональным току I_{O1} и обратно пропорционально значению тока I_{O2} .

Уравнение первого порядка, описывающее поведение V_{OUT2} , можно записать следующим образом:

$$V_{OUT2} = V_{OUT1} + I_{O1} \times DCR + V_{D1} - I_{O2} \times DCR - V_{D2} \quad (11)$$

В большинстве справочных материалов по проектированию предлагается принимать прямое падение напряжения на диодах Шоттки равным 0.5 В. Однако если значение напряжения V_{OUT2} должно быть предсказано с достаточно высокой точностью во всем

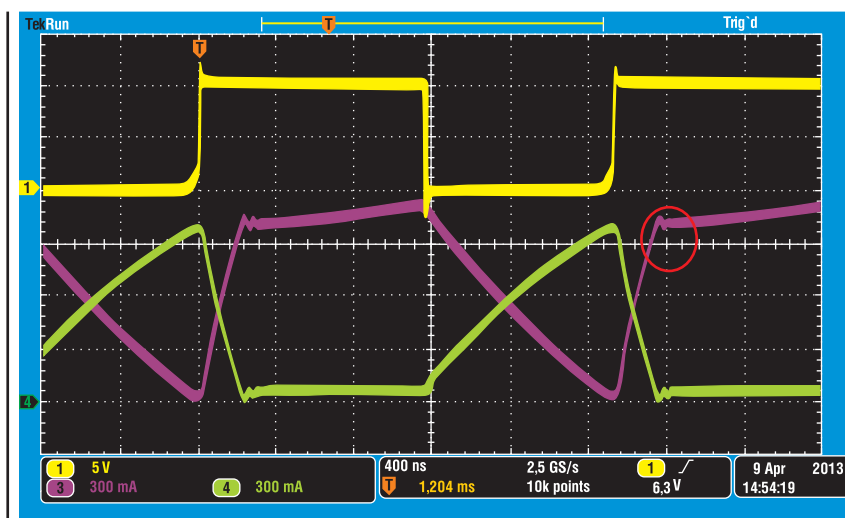


Рис. 4. Напряжение на ключе первичной цепи (показано желтым цветом). Красный кружок показывает момент перехода в режим DCM

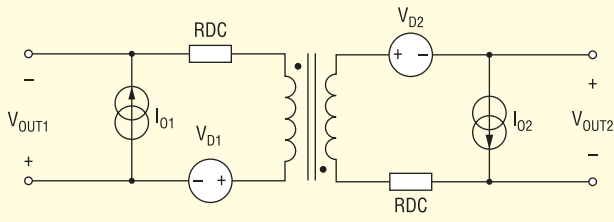


Рис. 5. Влияние падения напряжений в первичной и вторичной цепи на уровень выходного напряжения V_{OUT2}

диапазоне токов нагрузки, необходимо использовать более точные данные, которые иногда приводятся в спецификациях на диоды конкретного типа, или проконсультироваться с их изготовителями. А еще лучше выполнить измерение фактического падения напряжения. На практике точность вторичного выходного напряжения также зависит еще и от коэффициента связи между двумя обмотками катушки. Так что достигнуть значения V_{OUT2} с точностью, превышающей $\pm 10\%$, скорее всего не удастся, особенно когда необходимо учитывать влияние переходных процессов, связанных с изменением нагрузки на любом из выходов V_{OUT1} или V_{OUT2} . Для нашего примера, даже если рабочая точка преобразователя установлена так, чтобы соответствовать одинаковому сдвигу как в положительную, так и в отрицательную область погрешности согласно условию уравнения 11, любой переходной процесс, связанный с изменением тока нагрузки Δi , вызовет смещение, равное $\Delta i \times DCR$. В заключение отметим, что использование выхода V_{OUT2} без дополнительного линейного стабилизатора является приемлемым и целесообразным только для нагрузок, которые характеризуются небольшими изменениями тока потребления, или нагрузка постоянна, а также для нагрузок, которые допускают довольно широкий диапазон питающего напряжения.

Для рассматриваемого примера в таблице 1 показано измеренное отклонение напряжения V_{OUT2} для различных токов нагрузки I_{O1} , I_{O2} и напряжения питания V_{IN} .

ВЫХОДНЫЕ КОНДЕНСАТОРЫ

Конденсаторы для сглаживания и фильтрации выходного напряжения преобразователя выбираются исходя из тех же самых соображений, что и катушка, но с акцентом на поддержание заданного максимально допустимого уровня пульсаций (от пика до пика) напряжения вместо обеспечения максимально допустимого импульсного тока. Для основного выхода пульсация напряжения является функцией полного сопротивления выходных конденсаторов на частоте переключения и пульсации тока (от пика до пика). Следующие уравнения предполагают, что одна половина импеданса связана с емкостным сопротивлением, а другая является следствием наличия эквивалентного последовательного сопротивления, известного как ESR. Таким образом, минимально допустимая емкость и максимальное значение ESR конденсатора C_{O1} определяются следующим образом:

$$C_{O1-MIN} = \frac{\Delta i_p}{\Delta v_{O1} \times f_{SW} \times 4} =$$

$$= \frac{0.55 \text{ A}}{60 \text{ мВ} \times 500 \text{ кГц} \times 4} = 4.55 \text{ мкФ}, \quad (12)$$

$$ESR1_{MAX} = \frac{\Delta v_{O1}}{2 \times \Delta i_p} = \frac{60 \text{ мВ}}{20 \times 0.55 \text{ A}} = 55 \text{ мОм}. \quad (13)$$

Для рассматриваемого примера обоим требованиям удовлетворяет твердый танталовый конденсатор емкостью 220 мкФ (Прим. перев.: возможно, что в оригинале допущена неточность, здесь достаточно иметь емкость 22 мкФ, но 220 мкФ указаны также и в перечне элементов оригинальной статьи) и ESR 40 мОм, который, помимо всего прочего, благодаря большей емкости обеспечивает хорошую реакцию на переходные процессы, связанные с изменением тока нагрузки. В общем случае здесь в качестве конденсатора C_{O1} можно использовать любые танталовые, алюминиевые или другие конденсаторы, имеющие высокое значение ESR. Кроме того, по входу и выходу импульсного преобразователя необходимо установить многослойные керамические конденсаторы MLCC (Multi-Layer Ceramic Capacitor) емкостью 100 нФ, установленные параллельно электролитическим конденсаторам; они помогут уменьшить уровень высокочастотных шумов и помех.

Что касается вторичной цепи, то здесь требуется, чтобы конденсатор C_{O2} работал не только как фильтр, но и был способен поддержать уровень напряжения V_{OUT2} в то время, когда по команде управления силовой полевой транзистор будет включен. Поэтому здесь для выхода той же мощности, по отношению к основному выходу, требуются конденсаторы более высокой емкости и более высокого рейтинга в части допустимых среднеквадратичных токов. К счастью, ток по выходу V_{OUT2} составляет максимум 200 мА. Учитывая

Таблица 1. Зависимость напряжения вторичной цепи от входного напряжения и нагрузки первичной и вторичной цепи

| V_{IN} , В | I_{O1} , мА | I_{O2} , мА | V_{OUT2} , В | V_{IN} , В | I_{O1} , мА | I_{O2} , мА | V_{OUT2} , В | V_{IN} , В | I_{O1} , мА | I_{O2} , мА | V_{OUT2} , В |
|--------------|---------------|---------------|----------------|--------------|---------------|---------------|----------------|--------------|---------------|---------------|----------------|
| 10 | 50 | 25 | 4.65 | 12 | 50 | 25 | 4.84 | 14 | 50 | 25 | 4.89 |
| | 100 | 25 | 4.95 | | 100 | 25 | 5.02 | | 100 | 25 | 5.05 |
| | 200 | 25 | 5.03 | | 200 | 25 | 5.13 | | 200 | 25 | 5.16 |
| | 500 | 25 | 5.25 | | 500 | 25 | 5.37 | | 500 | 25 | 5.41 |
| | 50 | 50 | 3.55 | | 50 | 50 | 4.14 | | 50 | 50 | 4.41 |
| | 100 | 50 | 4.51 | | 100 | 50 | 4.74 | | 100 | 50 | 4.85 |
| | 200 | 50 | 4.75 | | 200 | 50 | 4.89 | | 200 | 50 | 4.98 |
| | 500 | 50 | 4.93 | | 500 | 50 | 5.12 | | 500 | 50 | 5.23 |
| | 50 | 100 | 1.67 | | 50 | 100 | 2.38 | | 50 | 100 | 2.93 |
| | 100 | 100 | 3.07 | | 100 | 100 | 3.79 | | 100 | 100 | 4.15 |
| | 200 | 100 | 4.00 | | 200 | 100 | 4.40 | | 200 | 100 | 4.58 |
| | 500 | 100 | 4.23 | | 500 | 100 | 4.62 | | 500 | 100 | 4.81 |
| | 200 | 200 | 2.22 | | 200 | 200 | 3.02 | | 200 | 200 | 3.50 |
| | 500 | 200 | 3.28 | | 500 | 200 | 3.69 | | 500 | 200 | 4.02 |

изложенное, минимально допустимая емкость и максимальное значение ESR конденсатора C_{O2} определяются следующим образом:

$$C_{O2-MIN} = \frac{I_{S-AVG} \times D_{MAX}}{\Delta v_{O2} \times f_{SW}} = \frac{0.42 \text{ мВ} \times 0.52}{60 \text{ мВ} \times 500 \text{ кГц}} = 7.33 \text{ мкФ}, \quad (14)$$

$$ESR_{2-MAX} = \frac{\Delta v_{O2}}{I_{A-AVG}} = \frac{60 \text{ мВ}}{0.42 \text{ А}} = 143 \text{ мОм}. \quad (15)$$

При этом важно вычислить среднеквадратичный ток пульсаций через конденсатор. Для этого используется формула:

$$I_{CO2-RMS} = I_{O2-MAX} \sqrt{\frac{D_{MAX}}{1-D_{MAX}}} = 0.2 \text{ А} \sqrt{\frac{0.52}{0.38}} = 0.18 \text{ А}.$$

Здесь можно использовать танталовые и алюминиевые электролитические конденсаторы, но в условиях больших среднеквадратичных токов наилучшим выбором будут конденсаторы MLCC. Для рассматриваемого примера будет вполне логично использовать конденсатор типоразмера 1210 емкостью 22 мкФ с диэлектриком X5R, рассчитанный на рабочее напряжение 10 В. ESR такого конденсатора мал и составляет приблизительно 3 мОм, а его токовый рейтинг порядка 3 А. Однако нельзя забывать про то, что одним из важных моментов при использовании керамических многослойных конденсаторов является потеря емкости при приложении к ним напряжения постоянного тока. Так, при использовании данного конденсатора при напряжении постоянно тока, равном 5 В, его емкость падает примерно до 16 мкФ.

ВХОДНЫЕ КОНДЕНСАТОРЫ

Роль и значение входных пульсаций напряжения разработчики часто упускают из виду, однако они играют важную роль, так как являются источником генерации кондуктивных электромагнитных помех (помех, которые возникают в цепях питания), которые, в конечном итоге, влияют на электромагнитную совместимость (ЭМС). Входные конденсаторы импульсных понижающих стабилизаторов с последовательным соединением ключевого элемента и дросселя, поскольку они обеспечива-

ют передачу к преобразователю большей части переменного тока в моменты времени включения силового полевого транзистора, должны выдерживать большие прерывистые среднеквадратичные токи. Как и в случае, когда мы рассматривали вопрос выбора выходных конденсаторов вторичного выхода, после того как сделан выбор минимальной емкости и определено максимально допустимое значение ESR, выбранный конденсатор или конденсаторы должны быть оценены по их рейтингу в части среднеквадратичных токов.

$$C_{IN-MIN} = (I_{O1-MAX} + I_{O2-MAX}) \frac{D_{MAX} (1 - D_{MAX})}{\Delta v_{IN-MAX} \times f_{SW}} = 0.7 \text{ А} \frac{0.52 \times 0.48}{0.2 \text{ В} \times 500 \text{ кГц}} = 1.75 \text{ мкФ}, \quad (17)$$

$$I_{IN-PK} = \frac{P_{O-MAX}}{V_{IN-MIN} \times \eta} + \frac{\Delta i_p}{2} = \frac{3.5 \text{ Вт}}{10 \text{ В} \times 0.9} + \frac{0.55 \text{ А}}{2} = 1.02 \text{ А}, \quad (18)$$

$$ESR_{IN-MAX} = \frac{\Delta v_{IN}}{I_{IN-PK}} = \frac{200 \text{ мВ}}{1.02 \text{ А}} = 197 \text{ мОм}. \quad (19)$$

Среднеквадратичный ток входного конденсатора C_{IN-MIN} рассчитывается по формуле:

$$I_{SIN-RMS} = (I_{O1-MAX} + I_{O2-MAX}) \sqrt{D_{MAX} (1 - D_{MAX})} = 0.7 \text{ А} \sqrt{0.52 \times 0.48} = 0.35 \text{ А}. \quad (20)$$

Здесь снова многослойные керамические конденсаторы MLCC, по причине их низкого ESR и высоких допустимых среднеквадратичных токов, будут вне конкуренции. В соответствии с проведенными расчетами, можно будет использовать конденсатор номиналом 10 мкФ, выполненный на основе диэлектрика X5R и рассчитанный на рабочее напряжение 25 В. С учетом приложенного к данному конденсатору напряжения 14 В, его фактическая емкость составляет приблизительно 7 мкФ.

Продолжение следует

Более детальную информацию можно получить в компании «Симметрон-Украина»:
тел.: (044) 494-25-25,
e-mail: info@symmetron.ua,
http://www.symmetron.ua **CNY**