

# Связанные дроссели фильтра в понижающих стабилизаторах с несколькими выходами

Lloyd Dixon

slup082a.pdf

## Введение

Когда ключевой источник питания понижающего семейства (прямоходовый, полный мост, полумост и т.д.) имеет более одного выхода, как показано на рис. 1, обычно используются отдельные дроссели фильтра (L1, L2) для каждого выхода. Эти независимые дроссели ухудшают характеристики, развязывая и изолируя выходы друг от друга. Динамическая групповая стабилизация оказывается очень плохой, к тому же, появляется ряд других серьезных проблем, вызванных независимыми дросселями. Эти проблемы можно устранить, если связать дроссели друг с другом, расположив их обмотки на одном общем сердечнике [1].

Связанные дроссели фильтра могут давать и другие преимущества. С помощью перенаправления тока пульсаций можно значительно уменьшить фильтрующие емкости. К тому же, могут быть значительно снижены требования к минимальной нагрузке и даже устранены вовсе.

Связанные дроссели являются практически универсальным средством – разработчики, которые их применяли, хвалят их почти единогласно. Эти преимущества сильно перевешивают некоторое усложнение конструкции.

## Анализ схемы с независимыми дросселями

Показанный на рис. 1 прямоходовый преобразователь мощностью 180 Вт имеет выходы 5 В и 15 В (фактически, 15.8 В для получения с помощью пост-стабилизатора 15 В). Понижающий преобразователь работает в режиме неразрывного тока дросселя, постоянные выходные напряжения равны усредненным по времени значениям напряжения на входах соответствующих дросселей фильтров. Например, для выхода №1 с коэффициентом заполнения D и  $V_{d1a} = V_{d1b} = V_{d1}$ :

$$V_{o1} = (V_{in1} - V_{d1a}) \cdot D - V_{d1b} \cdot (1 - D) = V_{in1} \cdot D - V_{d1} \quad (1)$$

Нужно заметить, что последовательно с каждым дросселем всегда включен только один диод. Как видно из формулы (1), это вызывает уменьшение напряжения на величину падения на одном диоде по сравнению с формулой для идеального

понижающего преобразователя:  $V_o = V_{in} \cdot D$ . Эффект такой же, словно один диод включен последовательно с дросселем на выходе. Если рассматривать оба выхода источника, то падение на диодах будет вносить больший относительный вклад для выхода 5 В, чем для выхода 15 В. Для компенсации этой ошибки отношение количества витков трансформатора должно быть немного другим, чем отношение требуемых выходных напряжений.

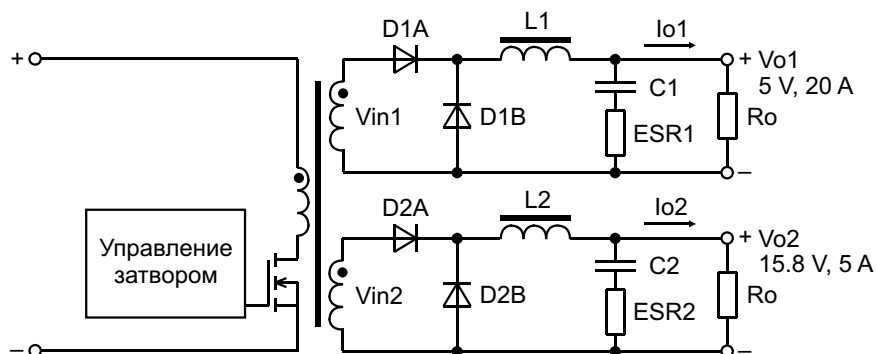


Рис. 1. Прямоходовый преобразователь с двумя выходами.

Правильно спроектированная петля обратной связи, которая берется с уровня 5 В, будет обеспечивать хорошую стабилизацию для обоих выходов при колебаниях питающего напряжения, а также при колебаниях нагрузки для выхода 5 В. Групповая стабилизация по постоянному току для уровней 5 В и 15 В при изменении нагрузки будет достаточно хорошей, если вторичные обмотки трансформатора хорошо связаны, а индуктивность монтажа минимизирована. Динамическое сопротивление диодов и их температурный коэффициент тоже являются важными факторами для групповой стабилизации по постоянному току.

## Недостатки независимых дросселей

1. Динамическая групповая стабилизация очень плохая. При скачках нагрузки выходные напряжения будут временно отклоняться от своих номинальных значений. Например, внезапное увеличение нагрузки канала 15 В вызовет просадку напряжения. Это отклонение должно пройти через высокий последовательный импеданс дросселя L2, преодолеть низкий шунтирующий импеданс источника входного напряжения или шунтирующий диод, пройти через высокий последовательный импеданс дросселя L1, прежде чем достигнет выхода 5 В, с которого берется обратная связь. В результате, обратная связь оказывается нечувствительной к динамическим изменениям нагрузки на выходе 15 В. Она поддерживает постоянное напряжение на выходе 5 В, но выход 15 В при больших колебаниях нагрузки может проседать на 4 или 5 В и требовать десятки или сотни миллисекунд для восстановления.
2. Требования к минимальной нагрузке. Понижающие преобразователи почти всегда проектируются для работы с неразрывным током дросселя, когда выходное напряжение равно среднему значению импульсного напряжения на входе дросселя, а средний ток дросселя равен току нагрузки. Минимальный критический ток нагрузки должен поддерживаться для каждого выхода, он численно равен  $\frac{1}{2}$  размаха тока пульсаций дросселя

фильтра. Иначе ток дросселя будет стремиться стать отрицательным в момент каждого минимума тока пульсаций, но этого произойти не может из-за включенного последовательно диода. Режим работы сменится на режим с разрывным током, и стабилизация по постоянному току станет очень плохой – выходные напряжения могут отклоняться на 200 – 300%.

3. Каждый выход должен иметь независимое ограничение тока для предотвращения насыщения сердечника каждого независимого дросселя при перегрузке.
4. В результате взаимного влияния нескольких выходов, появляется неравномерность петлевого усиления по частоте. Для трансформатора с хорошо связанными обмотками в малосигнальной модели обратной связи все выходы подключены параллельно входу через свои дроссели фильтра. Сигнал обратной связи снимается с одного из выходов. Этот стабилизируемый выход шунтирован всеми другими выходами. LC-фильтры этих шунтирующих выходов потребляют большой ток на своих резонансных частотах, уменьшая коэффициент передачи и внося значительный фазовый сдвиг. Этот эффект особенно сильно проявляется при токовом управлении из-за высокого импеданса точки, куда подключены выходы.

## Переход к схеме со связанными дросселями

Снова обратимся к схеме на рис. 1, только будем считать, что обмотки дросселей L1 и L2 выполнены на общем сердечнике и сильно связаны между собой. Дополнительно необходимо, чтобы обмотки дросселей L1 и L2 имели *точно* такое же отношение числа витков, как и вторичные обмотки трансформатора 1 и 2. Это вскоре будет объяснено.

С точки зрения постоянного тока, характеристики будут идентичны тем, которые были описаны на первой странице для независимых дросселей. Выражение (1) остается справедливым, падение на диодах сказывается точно так же, соображения по поводу групповой стабилизации остаются в точности такими же.

Для данного примера можно принять следующие значения:

$$V_{d1a} = V_{d1b} = V_{d1} = 0.6 \text{ В (Шоттки)}; \quad V_{d2a} = V_{d2b} = V_{d2} = 1.0 \text{ В (Ultra Fast)}$$

$$\text{Коэффициент заполнения } D = 0.4; \quad V_{o1} = 5 \text{ В}$$

$$\text{Отношение витков } n = N_2/N_1 = 3:1$$

Полученные значения применяются либо к схеме с отдельными дросселями, либо к схеме со связанными дросселями. Заметьте, что диспропорция падений на диодах поднимает выход 15 В до 15.8 В:

$$V_{in1} = (V_{o1} + V_{d1})/D = 5.6 / 0.4 = 14 \text{ В (пиковое)}$$

$$V_{in2} = V_{in1} \cdot n = 14 \cdot 3 = 42 \text{ В (пиковое)}$$

$$V_{o2} = V_{in2} \cdot D - V_{d2} = 42 \cdot 0.4 - 1.0 = 15.8 \text{ В (для пост-стабилизации до 15 В)}$$

Во время импульса:

$$VL1 = Vin1 - Vd1 - Vo1 = 14 - 0.6 - 5 = 8.4 \text{ В}$$

$$VL2 = Vin2 - Vd2 - Vo2 = 42 - 1 - 15.8 = 25.2 \text{ В}$$

Во время паузы ток дросселя течет через диоды «В»:

$$VL1 = -Vd1 - Vo1 = -0.6 - 5 = -5.6 \text{ В}$$

$$VL2 = -Vd2 - Vo2 = -1 - 15.8 = -16.8 \text{ В}$$

Нужно заметить, что как во время импульса, так и во время паузы, VL2 всегда точно в 3 раза больше VL1 (потому что отношение витков трансформатора 3:1 и отношение  $(Vo2 + Vd2)/(Vo1 + Vd1)$  тоже равно 3:1). Поэтому отношение витков обмоток связанного дросселя тоже должно быть 3:1, иначе возникнет конфликт между VL1 и VL2, который приведет к очень большому току пульсаций, циркулирующему туда-обратно между двумя выходными цепями. Это проявится в виде больших пульсаций напряжения на элементе цепи с самым высоким импедансом – обычно это ESR выходного конденсатора. В результате пульсации выходного напряжения будут *намного* большими, чем ожидалось. Для предотвращения этого вторичные обмотки трансформатора и соответствующие обмотки связанного дросселя *должны иметь одинаковое отношение числа витков*.

## Проблемы и ограничения схемы со связанными дросселями

Если диоды «А» и «В» в любом из выпрямителей имеют неодинаковые прямые падения, возникнет конфликт напряжений, подобный тому, который может быть вызван неодинаковым отношением числа витков обмоток, только менее серьезный. Если обмотки дросселя сильно связаны, пульсации выходного напряжения увеличатся на величину разницы падений на диодах. Для устранения этой проблемы нет необходимости подбирать каждую пару диодов. Небольшая несвязанная индуктивность рассеяния или индуктивность монтажа обеспечит достаточный последовательный импеданс для ограничения тока пульсаций, вызванного неодинаковостью диодов. Соответствующее напряжение пульсаций будет приложено к индуктивности рассеяния вместо выхода. Индуктивность рассеяния, составляющая всего 2%, будет достаточна (на практике сложно получить значение меньше этого). Не следует пытаться получить индуктивность рассеяния 10%, так как это ухудшит динамическую групповую стабилизацию и будут созданы условия для появления паразитных резонансов.

Нужно заметить, что *нет* необходимости выравнивать прямые падения на диодах разных каналов. Неодинаковость диодов в разных каналах вызывает появления ошибки выходного напряжения, но не повышает пульсации.

В дополнение, временные соотношения импульсов для трансформатора и связанного дросселя должны быть одинаковыми для всех выходов. Иначе в то время, когда формы импульсов будут различаться, возникнет конфликт напряжений, который вызовет очень большие броски тока, циркулирующие между выходами. Это означает, что со связанными дросселями нельзя использовать независимую широтно-импульсную модуляцию на стороне вторичной обмотки трансформатора, что

исключает использование магнитного усилителя или техники ШИМ синхронного выпрямления Bisyn® для независимой регулировки выходов.

## Преимущества связанных дросселей

1. Прекрасная групповая стабилизация по переменному току, так как все выходы динамически связаны.
2. Уменьшены большие провалы и выбросы напряжения, поскольку все выходы могут выдать или поглотить достаточное количество энергии, чтобы среагировать на любое изменение нагрузки.
3. Хотя по-прежнему каждый выход требует минимальный ток нагрузки выше  $\frac{1}{2}$  размаха пульсаций тока, последствия несоблюдения критического минимального тока нагрузки менее серьезные, чем в случае несвязанных дросселей – отклонение выходного напряжения будет всего 10 – 30% вместо 200 – 300%.
4. Упрощается ограничение тока. Ограничение тока в первичной цепи предотвратит насыщение сердечника дросселя, независимо от того, какой из выходов будет перегружен.
5. Устранена неравномерность петлевого усиления, так как связанные дроссели динамически объединяют все выходы в одну общую схему с единственной резонансной частотой (кроме случая, когда индуктивность рассеяния очень велика).
6. Единственный дроссель фильтра имеет меньшую стоимость, меньший объем и занимает меньше места на плате по сравнению с отдельными дросселями.

## Несколько важных дополнительных преимуществ

7. Минимальный критический ток нагрузки для каждого выхода может быть адаптирован под нужды приложения. Большая часть тока пульсаций может быть направлена на выход с наибольшей минимальной мощностью нагрузки, тем самым уменьшив требования по минимальной нагрузке для остальных выходов.
8. Размер и стоимость конденсаторов выходных фильтров могут быть значительно уменьшены перенаправлением большей части тока пульсаций на выход с наибольшим напряжением, где конденсаторы максимально эффективны. На заданной частоте и заданном уровне мощности импеданс конденсатора фильтра, необходимый для получения заданных процентов пульсаций, растет вместе с ростом выходного напряжения в *квадратичной* зависимости. (Как перенаправить ток пульсаций вскоре будет объяснено.)

Например, если с помощью перенаправления пульсаций задача фильтрации возложена на выход 15 В, импеданс конденсатора фильтра может быть в  $3^2 = 9$  раз больше, чем требуется на уровне 5 В. Для электролитических

конденсаторов ESR может быть в 9 раз больше, а величина ESR обратно пропорциональна объему независимо от рабочего напряжения. Для керамических или пленочных конденсаторов потребуется  $1/9$  емкости, а емкость пропорциональна объему конденсатора и не зависит от напряжения в диапазоне ниже 50 – 100 В. В любом случае, перенаправив пульсации на выход 15 В с выхода 5 В, объем конденсатора фильтра уменьшается в 9 раз, стоимость тоже. Выход 5 В по-прежнему будет требовать фильтрующего конденсатора, так как на этом выходе остается небольшой ток пульсаций и помехи переключения, но достаточно относительно малой емкости.

Но когда ток пульсаций перенаправлен на выход с наибольшим напряжением, минимальная мощность нагрузки может оказаться недостаточной, чтобы удовлетворить критерию минимального тока. Эта проблема может быть решена следующим образом: ток нагрузки данного выхода должен измеряться, и когда он падает ниже критического уровня, нужно подключать дополнительный нагрузочный резистор. Это решит проблему минимальной нагрузки для всего источника в целом. Другой способ решения проблемы минимальной нагрузки заключается в использовании в этом канале синхронных двунаправленных ключей вместо обычных диодов. Когда ток нагрузки станет меньше  $1/2$  размаха тока пульсаций, двунаправленные ключи позволят току дросселя в определенные моменты цикла коммутации становиться отрицательным, в результате усреднение выходного напряжения и режим неразрывного тока будут сохраняться даже без нагрузки.

9. С двунаправленными ключами вместо диодов характеристики могут быть еще улучшены, если перенаправить основную часть тока пульсаций на *специальный* высоковольтный «выход» (на самом деле это не выход в обычном смысле). Назначение этого «выхода» исключительно в фильтрации, наиболее экономичной с точки зрения стоимости. При высоком напряжении (допустим, 50 В) для фильтрации потребуется *намного* меньший (например,  $1/100$ ) конденсатор в плане объема и стоимости. На этом «выходе» нет никакой нагрузки, но двунаправленные ключи решают эту проблему.

## Приведенная эквивалентная схема

Эти дополнительные преимущества связанных дросселей фильтра и принцип перенаправления тока пульсаций наиболее легко можно объяснить, используя приведенную эквивалентную схему, в которой исключен трансформатор, все общие элементы объединены, а дроссель имеет отношение числа витков обмоток 1:1. Эта эквивалентная схема нужна для понимания процессов, происходящих во время периода коммутации. Такой переход нельзя сравнивать с малосигнальными моделями с усреднением в пространстве состояний, используемыми для анализа петлевого усиления на частотах много меньших частоты преобразования.

В схеме с трансформатором, показанной на рис. 1, напряжения на вторичных обмотках Vin1 и Vin2 являются положительными, когда ключ в цепи первичной обмотки открыт. Когда ключ закрыт, напряжения на всех обмотках трансформатора должны иметь возможность стать отрицательным для спада магнитного потока в

сердечнике. Диоды D1A и D2A позволяют этим напряжениям сделать это, пока ток самоиндукции дросселя течет через D1B и D2B.

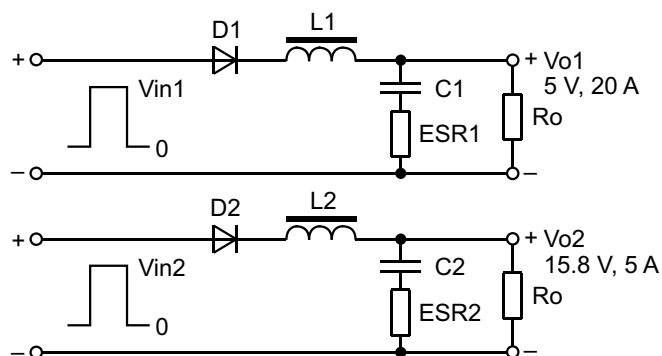


Рис. 2. Эквивалентные источники.

Будем считать, что диоды D1A и D2A одинаковые, D1B и D2B – тоже одинаковые, тогда схема на рис. 1 может быть заменена схемой на рис. 2. Трансформатор заменен двумя источниками импульсного напряжения. Величины напряжений источников при открытом ключе идентичны напряжениям вторичных обмоток трансформатора, а при закрытом ключе они равны нулю, вместо того, чтобы становиться отрицательными. Это позволяет два диода в каждом канале заменить одним – D1 и D2. Две этих схемы работают одинаково – формы напряжения и тока на входах дросселя идентичны, и каждый дроссель всегда имеет последовательный диод.

Следующий шаг – можно привести импеданс канала 15 В к уровню импеданса канала 5 В. Отношение числа витков  $n$  трансформатора и дросселя равно 3:1. Канал 15 В можно привести к 5 В, если разделить количество витков трансформатора и дросселя для этого выхода на  $n$ , поменяв напряжение и ток в  $n$  раз, а импеданс – в  $n^2$  раз:

$$N2' = N2/n = N1$$

$$Vin2' = Vin2/n; \quad Vd2' = Vd2/n = 1/3 = 0.33 \text{ В}; \quad Vo2' = Vo2/n = 15.8/3 = 5.27 \text{ В}$$

$$Io2' = Io2 \cdot n = 5 \cdot 3 = 15 \text{ А}; \quad L2' = L2/n^2; \quad C2' = C2 \cdot n^2; \quad ESR2' = ESR2/n^2$$

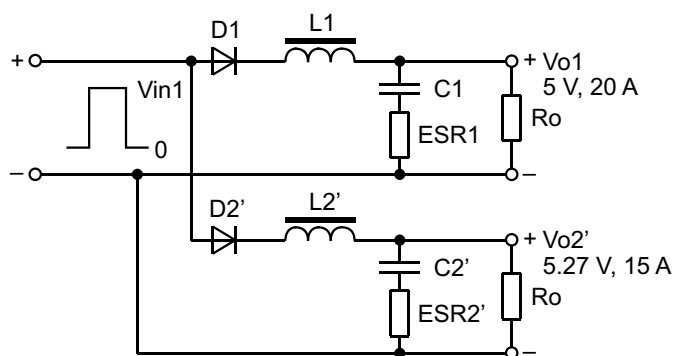


Рис. 3. Приведенная схема.

Теперь  $Vin2$  равно  $Vin1$ , поэтому два источника можно объединить в один  $Vin1$ , как показано на рис. 3. Заметьте, каким малым сейчас является  $Vd2'$ , что отражает его

малое пропорциональное влияние на выход 15 В. Также нужно заметить, что мощность канала №2 осталась такой, как и прежде. На самом деле, мы можем думать о выходе №2 как о любом из выходов 15 В или 5 В, пересчитывая туда и обратно в соответствии с соотношениями, установленными реальным отношением числа витков. Для дросселя ничего не поменяется, если обмотка содержит  $1/3$  от числа витков, в 3 раза больший ток,  $1/3$  размаха напряжения и  $1/9$  номинальной индуктивности.

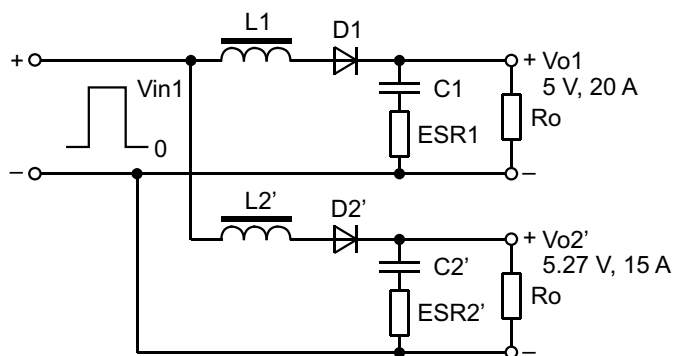


Рис. 4. Перестановка диодов.

На рис. 4 диоды  $D1$  и  $D2'$  перемещены на выходную сторону соответствующих обмоток дросселя. Это делает более понятным, что диоды вызывают просто постоянное смещение выходных уровней напряжения.

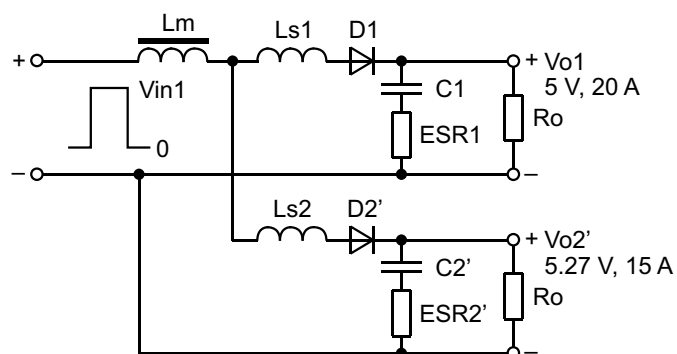


Рис. 5. Общая взаимная индуктивность.

Рис. 1 – рис. 4 можно использовать как с отдельными, так и связанными дросселями. С отдельными дросселями рис. 4 является последним шагом в упрощении схемы. Но если дроссели связаны, можно сделать еще один важный шаг. На рис. 4 дроссели  $L1$  и  $L2'$  имеют абсолютно одинаковое приведенное количество витков на одинаковом сердечнике. Поэтому они должны иметь одинаковую приведенную взаимную индуктивность и одинаковое количество наведенных вольт на виток. Поскольку их входные выводы непосредственно соединены,  $L1$  и  $L2'$  можно объединить в один дроссель  $L_m$ , как показано на рис. 5. Связь между двумя выходами никогда не будет идеальной, так как имеется индуктивность рассеяния между обмотками, а также индуктивность монтажа.  $L_{s1}$  и  $L_{s2}'$  представляют собой суммарную индуктивность рассеяния и индуктивность монтажа для каждого выхода, приведенную к выходу 5 В.



## Перенаправление тока пульсаций

У правильно спроектированного понижающего преобразователя с несколькими выходами, как показано на рис. 5, взаимная индуктивность  $L_m$  намного больше несвязанных индуктивностей  $L_{s1}$  и  $L_{s2}$ . Но они, в свою очередь, имеют намного больший импеданс на частоте преобразования, чем выходные конденсаторы (включая ESR). Таким образом, суммарный приведенный ток пульсаций для всех выходов практически полностью определяется  $L_m$ . Суммарный ток пульсаций *распределяется* между приведенными выходами согласно индуктивностям  $L_{s1}$  и  $L_{s2}'$ . Другими словами, ток пульсаций может быть перенаправлен на тот или другой выход, или распределен любым желаемым образом согласно относительным приведенным величинам несвязанных индуктивностей. Если требуется перенаправить большую часть тока пульсаций на высоковольтный выход,  $L_{s2}$  должна быть намного меньше, чем  $L_{s1}$ . Рис. 6 демонстрирует такую ситуацию. Дроссель должен быть спроектирован таким образом, чтобы последовательно с низковольтной обмоткой присутствовала индуктивность рассеяния. Этого можно добиться, расположив высоковольтную обмотку дросселя как можно ближе к сердечнику, а низковольтную обмотку разместить сверху. В правильно спроектированном дросселе на ферритовом сердечнике E-E индуктивность рассеяния обычно меньше 10% от взаимной индуктивности и даже может быть меньше 2%, если обмотки чередуются. На броневых сердечниках эта величина может быть больше, так как окно имеет неоптимальные пропорции, а на тороидальных сердечниках может быть значительно меньше.

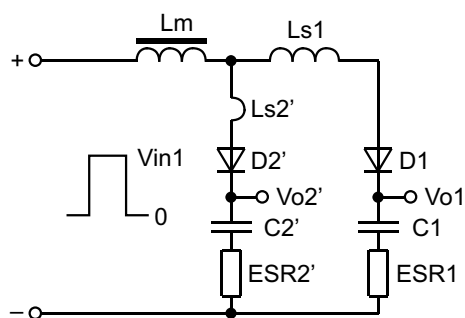


Рис. 6. Пульсации перенаправлены на выход №2.

Эффективное перенаправление и управление током пульсаций может быть осуществлено несвязанными индуктивностями, значения которых составляют очень небольшую часть от полной индуктивности. На самом деле, несвязанную индуктивность следует сохранять малой, насколько это возможно, чтобы избежать паразитных резонансов, которые могут дать дополнительный фазовый сдвиг и вызвать другие проблемы для обратной связи. Поэтому надо стремиться к минимизации индуктивности монтажа и делать правильную конструкцию дросселя.

На частотах выше 100 кГц индуктивность монтажа становится существенной частью общей несвязанной индуктивности, а для низковольтных выходов даже может превышать индуктивность рассеяния. Сопоставимая величина индуктивности монтажа для выходов с высоким напряжением имеет намного меньшее значение, чем для низковольтных выходов. Это становится очевидным, если высоковольтный выход привести к низкому напряжению – индуктивность монтажа уменьшится в квадрат отношения числа витков. Это естественным образом делает более легким перенаправление основной части тока пульсаций на выход с высоким напряжением. К счастью, именно это обычно и нужно.

## Пример расчета – 180 Вт прямоходовый преобразователь

Выход №1: 5 В, 20 А, 100 Вт

Выход №2: 15.8 В, 5 А, 80 Вт

(Приведенный выход №2: 5.27 В, 15 А, 80 Вт)

Сначала определим отношение количества витков для трансформатора и связанного дросселя фильтра. Количество витков должно быть пропорционально выходным напряжениям с учетом падений на диодах:

$$N2:N1 = (15.8 + 1):(5 + 0.6) = 16.8:5.6 = 3:1$$

Обмотки связанного дросселя не требуется делать с тем же количеством витков, что и вторичные обмотки трансформатора, но они должны иметь *одинаковое отношение витков*.

Далее, временно считая, что вся выходная мощность источника будет сконцентрирована на одном выходе (№1 – 5 В, 35 А, 180 Вт), рассчитываются требуемые для этого выхода L и C.

Величина L рассчитывается для длительности паузы между импульсами, когда ток дросселя спадает, а напряжение на нем равно выходному, плюс падение на диоде: 5 В + 0.6 В. Выбрав максимальный ток пульсаций дросселя 6 А от пика до пика (это 17% от максимального тока нагрузки), для максимального времени паузы 7.5 мкс ( $T = 10$  мкс,  $D_{min} = 0.25$  при максимальном  $V_{in}$ ):

$$L_m = E \Delta t / \Delta I = 5.6 \cdot 7.5 / 6 = 7 \text{ мкГн}$$

Проектируем дроссель с обмоткой №1 поверх обмотки №2. Индуктивность рассеяния на выходе №1 (5 В) составит примерно 700 нГн (10% от 7 мкГн), плюс 100 нГн индуктивности монтажа. Общая несвязанная индуктивность  $L_{s1} = 800$  нГн. Для выхода №2 индуктивность рассеяния равна нулю. Индуктивность монтажа 100 нГн делится с учетом отношения витков 3:1 *в квадрате*, поэтому  $L_{s2'}$  всего 11 нГн.

Распределение тока индуктивности:

$$\text{№1} = 6 \text{ А} \cdot 11 / (800 + 11) = 0.08 \text{ А р-р}$$

$$\text{приведенная №2} = 6 \text{ А} \cdot 800 / (800 + 11) = 5.9 \text{ А р-р}$$

$$\text{реальная №2} = 5.9 \text{ А} / 3 = 2 \text{ А р-р}$$

$$\text{Мин. нагрузка для выхода №1: } 0.08 / 2 = 0.04 \text{ А; №2: } 2 / 2 = 1 \text{ А}$$

$$\text{Макс. пульсации вых. напряжения} = 1\% \text{ р-р} = 0.05 \text{ В для 5 В; } 0.15 \text{ В для 15 В.}$$

Требования к конденсатору для 15 В выхода №2:

$$C = \Delta I / 8f\Delta V = 2 / (8 \cdot 0.1 \cdot 0.15) = 16.7 \text{ мкФ}; \text{ ESR} = \Delta V / \Delta I = 0.15 / 2 = 0.075 \text{ Ом}$$

Требования к конденсатору для выхода №1 (принимая 0.5 А р-р для запаса):

$$C = \Delta I / 8f\Delta V = 0.5 / (8 \cdot 0.1 \cdot 0.05) = 12.5 \text{ мкФ}; \text{ ESR} = \Delta V / \Delta I = 0.05 / 0.5 = 0.1 \text{ Ом}$$

При использовании алюминиевых электролитических конденсаторов основным фактором является ESR. Выбираем конденсаторы:

Выход №2: Panasonic HF 470 uF, 25 V, 0.07  $\Omega$ , D = 17 mm, H = 29 mm, 0.63\$

Выход №1: Panasonic HF 1000 uF, 10 V, 0.1  $\Omega$ , D = 13 mm, H = 29 mm, 0.44\$

В случае, если весь ток пульсаций 6 А р-р будет приходиться на выход №1, потребуются 4 конденсатора:

Panasonic HF 2200 uF, 16 V, 0.008  $\Omega$ , (D = 19 mm, H = 36 mm) x 4, в сумме 3.50\$

Разработка связанного дросселя начинается с временного предположения, что имеется только один дроссель с индуктивностью 7 мкГн и сечением провода, соответствующим току 35 А. Затем следует выбрать провод и выделить площадь окна для всех выходов, пропорционально их мощности. В результате все обмотки будут работать с одинаковой плотностью тока и равномерным выделением тепла.

Обмотка №1 в действительности имеет ток не 35 А, а 20 А, нужно пропорционально уменьшить сечение провода. Занимаемая площадь окна тоже будет пропорционально меньше. В результате окно как раз сможет вместить обмотку №2, которая имеет то же количество витков и ток 15 А, будучи приведенной к 5 В. А при соотношении витков 3:1 настоящая 15 В обмотка №2 для получения той же плотности тока и той же занимаемой площади окна будет иметь в 3 раза большее число витков при сечении провода 1/3. Измеренная индуктивность обмоток, естественно, будет пропорциональна квадрату числа витков. При изготовлении дросселя та обмотка, на которую будет перенаправлена большая часть тока пульсаций (в нашем случае обмотка №2) должна быть ближе всего к сердечнику, чтобы иметь минимальную индуктивность рассеяния.

## Анализ устойчивости обратной связи

Чтобы избежать недоразумений, лучше всего привести все выходы к одному, с которого берется сигнал обратной связи. Эквивалентная приведенная схема показана на рис. 7.  $Ls2'$  настолько мала, что ее можно опустить. Нужно заметить, что взаимная индуктивность  $Lm$  вместе с конденсатором  $C2'$  образует основной LC-фильтр. Но есть еще одна резонансная LC-схема, образованная в низковольтном канале  $Ls1$  и  $C1$ . Такие паразитные резонансные схемы могут вызвать звон или неустойчивость в зависимости от их добротности. Нужно рассмотреть два случая:

Если обратная связь снимается с первого по схеме выхода (в данном случае выход №2, 15 В), рассмотрение петлевого усиления будет аналогичным случаю с одним выходом. Обратная связь будет демпфировать добротность резонансной схемы. Выход 15 В будет хорошо стабилизированным и управляемым, но если резонансная схема низковольтного канала  $Ls1-C1$  при каких-то значениях нагрузки будет демпфирована недостаточно, на выходе 5 В появится сильный звон на резонансной частоте контура  $Ls1-C1$ . Следует обеспечить достаточное демпфирование всех низковольтных выходов в любых условиях.

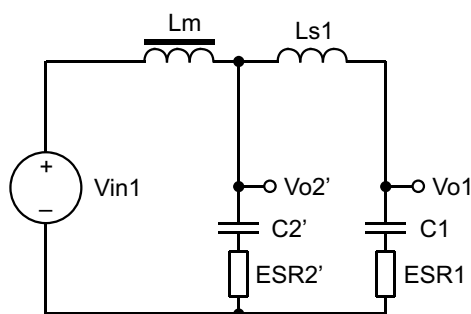


Рис. 7. Малосигнальная модель.

Если для обратной связи выбран низковольтный выход, такой как №1 (5 В), две или более LC-схемы могут оказаться включенными последовательно. Фазовый сдвиг дважды по  $180^\circ$  может, по меньшей мере, затруднить получение устойчивости. Использование токового режима управления исключает индуктивность  $L_{m1}$  с ее фазовым сдвигом  $90^\circ$ , что немного улучшает ситуацию. Дополнительно, резонансные частоты схем низковольтных каналов должны быть намного выше частоты среза петлевого усиления, и они должны быть хорошо демпфированы, иначе их звон будет попадать в высоковольтные каналы (№2, 15 В).

В данном примере  $L_m = 7$  мкГн,  $C_2' = 470 \cdot 3^2 = 4200$  мкФ, резонансная частота 925 Гц, импеданс L и C на резонансной частоте равен 0.041 Ом. Максимальное значение  $ESR_2' = 0.07/3^2 = 0.008$  Ом, добротность  $Q = 0.041/0.008 = 5$ , которая дополнительно уменьшится из-за последовательного динамического сопротивления диода и из-за шунтирующего действия резистора нагрузки. Если используется токовый режим управления, то  $L_m$  будет включена в эквивалентный источник тока, условий для резонанса не будет. Тогда, если частота среза петлевого усиления составляет 10 – 20 кГц, фазовый сдвиг  $L_m$ - $C_2'$  будет приближаться к  $90^\circ$ .

В низковольтном канале  $L_{s1} = 0.8$  мкГн,  $C_1 = 1000$  мкФ, резонансная частота составляет 5600 Гц с импедансом на резонансной частоте 0.028 Ом. Значение  $ESR_1 = 0.1$  Ом обеспечивает хорошее демпфирование. Существенно, что ESR конденсатора образует нуль на частоте 1600 Гц, что намного ниже резонансной частоты, и эта цепь ведет себя как L-R цепочка с фазовым сдвигом  $45^\circ$  на частоте 20 кГц, т.е. частоте полюса  $L_{s1}$ - $ESR_1$ . Это означает, что общий фазовый сдвиг до частоты 20 кГц будет меньше  $135^\circ$ , что позволяет выбрать частоту среза до 20 кГц, если это необходимо.

Если требуется поднять резонансную частоту и уменьшить добротность для низковольтного выхода, нужно постараться уменьшить индуктивность рассеяния и индуктивность монтажа. (Большая несвязанная индуктивность не требуется для перенаправления пульсаций и компенсации разброса падения на диодах.) Сильно вытянутая в длину обмотка обладает наименьшей индуктивностью рассеяния. С этой точки зрения, бронеовые сердечники являются плохими, а тороидальные – наилучшими. Индуктивность рассеяния может быть уменьшена в 3 или 4 раза чередованием обмоток связанного дросселя. Можно разделить обмотку высоковольтного канала на две равные части, соединенные последовательно. Тогда обмотку низковольтного канала можно поместить между двумя половинками обмотки высоковольтного канала. Индуктивность рассеяния составит только 1/3 относительно конструкции без чередования обмоток, и она будет включена последовательно с обмоткой низковольтного канала (центральной). Вместе с более рациональным монтажом низковольтного канала это приведет к перенаправлению большей части

пульсаций тока на высоковольтный выход, где они могут быть более легко и эффективно отфильтрованы.

Когда ток пульсаций перенаправлен на высоковольтный выход и/или при более высоких частотах преобразования, керамические или пленочные конденсаторы часто становятся эффективнее электролитических. Керамические конденсаторы к тому же могут заметно сэкономить место. Однако в случае электролитических конденсаторов их размер диктуют требования по ESR, в результате емкость оказывается намного больше необходимой. Это имеет одно преимущество. Большая емкость приводит к уменьшению отношения  $L/C$  и выходного импеданса, уменьшая просадки напряжения на выходе в случае узкой полосы обратной связи. Но даже при широкой полосе в условиях большого сигнала, неизбежно возникающих при включении и при больших быстрых колебаниях нагрузки, из-за намного меньшей емкости керамических или пленочных конденсаторов могут появиться значительные выбросы и просадки напряжения.

Если керамические или пленочные конденсаторы используются в низковольтных каналах (а их использование там возможно по причине намного меньших токов пульсаций по сравнению с независимыми дросселями), их меньшая емкость совместно с близким к нулевому значением ESR существенно поднимают добротность и резонансную частоту выходной цепи. Это усугубляет проблемы с устойчивостью, описанные выше (уменьшение несвязанной индуктивности помогает, но уменьшение  $C$  и отсутствие ESR сильно мешает).

В рассмотренном примере  $C1$  может быть керамическим или пленочным конденсатором емкостью 12.5 мкФ. Резонансная частота  $Lm-C1$  тогда будет 50 кГц. На резонансной частоте импеданс составит 0.25 Ом, при этом отсутствие ESR не будет способствовать уменьшению  $Q$ . При минимальном сопротивлении нагрузки 0.25 Ом эта цепь будет иметь критическое затухание только при полной нагрузке, а при малой нагрузке  $Q$  будет становиться большим. Это неприемлемо. Несмотря на то, что резонансная частота намного выше максимально возможной частоты среза петли обратной связи, цепочка  $Ls1-C1$  будет иметь звон на частоте 50 кГц с ударным возбуждением, заметный на обоих выходах, причем не важно, с какого из них заведена обратная связь. Одним из решений этой проблемы может быть шунтирование конденсатора 12.5 мкФ электролитическим конденсатором 220 мкФ 10 В, ESR которого составляет 0.22 Ом, что будет сохранять  $Q$  меньше единицы.

## Литература:

1. H. Matsuo and K. Harada, "New Energy Storage DC-DC Converter with Multiple Outputs", Solid State Power Conversion, Nov. 1978, pp 54–56.

## Дополнение 9/88 – положительные и отрицательные выходы

Предположим, что на схеме рис. 1 со связанными обмотками L1 и L2 диоды D2A и D2B включены в обратном направлении для получения напряжения  $-15.8$  В. Полярность включения L1 должна быть обратной по отношению к L2, иначе напряжения на этих обмотках вступят в серьезный конфликт. Полярность может быть изменена путем питания обмоток с разных сторон, но это приведет к появлению значительных помех на выходе, поскольку «шумящий» вывод одной обмотки (а они имеют взаимную емкость) расположен вблизи выходного вывода второй обмотки. Эта проблема может быть устранена питанием обеих обмоток с одной стороны. Но при этом обмотка отрицательного канала должна быть намотана в обратном направлении по отношению к обмотке положительного канала. Т.е. обмотка с положительным направлением тока должна быть намотана вправо, а обмотка с отрицательным током – влево. Этот подход используется и в том случае, когда положительный и отрицательный каналы питаются от одной обмотки трансформатора.

Снова обратимся к рис. 1 (с первоначальной полярностью диодов) с двумя положительными каналами. Две обмотки дросселя питаются с одной стороны, при этом нет проблемы с помехами на выходе. Поскольку две вторичных обмотки трансформатора независимы, выход  $15.8$  В может быть сделан отрицательным простым заземлением положительной выходной клеммы вместо отрицательной. Тогда связанный дроссель «видит» положительный ток в отрицательном канале, и обе обмотки имеют одинаковую полярность.

### Перевод:

Ридико Леонид Иванович, e-mail: [wubblick@yahoo.com](mailto:wubblick@yahoo.com)