

Снижение синфазных помех импульсных преобразователей на уровне их базовой схемотехники

Владимир Рентюк
rvk.modul@gmail.com

Как известно из публикаций на тему пульсаций и помех импульсных преобразователей, синфазные помехи не поддаются простой фильтрации, поэтому требуют использования специальных методов их подавления [1]. Эти помехи присущи всем без исключения импульсным преобразователям — как AC/DC, так и DC/DC. Одним из решений является использование синфазных конденсаторов и дросселей, этот подход был детально рассмотрен в [2]. В настоящей статье, которая написана на базе собственного опыта автора по разработке импульсных источников питания, рассмотрены решения по снижению синфазных помех импульсных преобразователей на уровне их базовой схемотехники.

Все описанное в предыдущей публикации [2], как говорится, лечит. Но лечит больного, а не болезнь. Если дифференциальные пульсации входного тока и выходного напряжения с частотой преобразования являются неизбежными, то это ни в коем разе не касается синфазных помех, с которыми можно и нужно бороться еще в самом их зародыше. Итак, для начала выясним место и причину их зарождения.

Синфазные помехи изначально характерны для гальванически развязанных преобразователей, то есть для тех преобразователей, в которых общие шины или, как мы их называем по привычке, еще с допотопных времен радиотехники, «земли», входного и выходного контуров разделены. И местом их рождения является первичный контур, который содержит ключи или одиночный ключ (это уже зависит от топологии конкретного преобразователя) — источник коммутационных помех. На практике чаще всего используются две разновидности гальванически развязанных преобразователей: прямоходовые и обратногоходовые. В рамках данной статьи не ставилась цель детального анализа этих топологий. Мы остановимся только на интересующих нас моментах, связанных исключительно с синфазными помехами.

Прямоходовые преобразователи (Forward Converter, FC) основаны на принципе передачи путем преобразования постоянного напряжения (оно может быть получено от некоего первичного источника или быть выпрямлено из напряжения переменного тока, например сетевого) в регулируемое по длительности импульсное напряжение с высокой частотой и передачи его через разделительный трансформатор

во вторичный контур. Далее — выпрямление, фильтрация и нагрузка. Основное свойство этого типа преобразователей (тока или напряжения питания) состоит в том, что энергия передается с входа на выход при замкнутом силовом ключе. Недостаток — они не выносят коротких замыканий.

Здесь имеются четыре основных варианта: одноконтный, двухконтный (для этого требуется расщепление первичной обмотки трансформатора), мостовой или полумостовой (для этого не требуется расщепление первичной обмотки трансформатора, но нужен специальный управляющий драйвер). В любом случае мы имеем дело с импульсными сигналами, причем регулировка выходного напряжения и его стабилизация осуществляются с использованием метода широтно-импульсной модуляции. Этим, собственно, и обеспечивается их высокий КПД. Одноконтный преобразователь применяется реже, чем двухконтный.

Уменьшение уровня помех в прямоходовых преобразователях осуществляется путем оптимизации процесса переключения по скорости нарастания фронтов импульсов напряжения. Как известно, именно крутые фронты являются источниками высокочастотных помех. Борьба с помехами для преобразователей мостового или полумостового типа требует еще и устранения возникновения сквозных токов ключей при переключении транзисторов в плечах моста. Все это решается на уровне схемотехники путем введения гарантированной паузы между командами на включение ключей, главную роль здесь играет драйвер. Как уже говорилось, мы имеем дело с ключами, которые формируют импульсный ток в обмотке или обмотках трансформатора, а ток формируется приложенным напряжением. Что будет происходить, если в реальной схеме с наличием индуктивности (а обмотка трансформатора и есть индуктивность) ключ выключается? При выключении ключа имеет место выброс напряжения, и возникают паразитные колебания в образованном совместно с паразитными емкостями параллельном колебательном контуре. Частота этих колебаний определяется индуктивностью трансформатора и суммой всех паразитных емкостей (собственно трансформатора, емкости монтажа, выходной емкости транзистора). На индуктивность трансформатора мы повлиять не можем, она рассчитывается под конкретные требования к блоку

питания. Возможности сгладить фронты импульса у нас ограничены (это уменьшает КПД и увеличивает потери на переключение), возможности управлять паразитными емкостями тоже ограничены — как конструктивно (мы не можем свести в нуль собственную емкость трансформатора и емкость монтажа), так и возможностями элементной базы (это касается ключей). Итак, мы стоим перед традиционным вопросом: что делать и кто виноват? Кто виноват, мы выяснили, остается самая малость: решить, что делать.

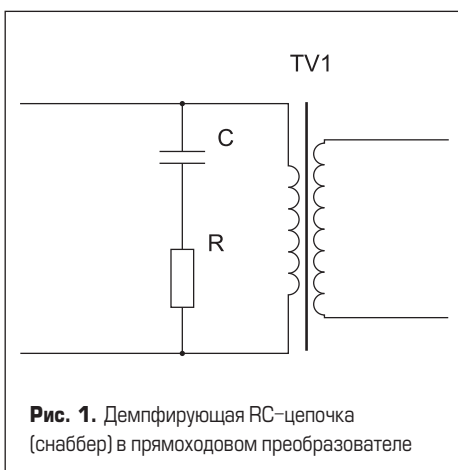
Паразитная генерация в рассматриваемом случае — это реакция на сброс напряжения параллельного колебательного контура, образованного индуктивностью L первичной обмотки трансформатора и конденсатором, который, в общем случае, является суммой выходной емкости C_{oss} ключа и собственной емкости C_T первичной обмотки трансформатора. Нам необходимо уменьшить амплитуду этих паразитных колебаний и увеличить скорость их затухания. Для этого используется демпфирование контура последовательной RC-цепочкой, так называемым снаббером, который резко снижает добротность параллельного колебательного контура на частоте его паразитного резонанса (рис. 1).

И хотя в технической литературе, например в [3] и не только, пишут, что решение по снабберу принимается эмпирически и в результате экспериментов, автор статьи с этим не согласен. В начале проектирования должен быть расчет, хотя бы оценочный, а лучше — полная модель, на которой можно предварительно обкатать варианты решения. В противном случае мы будем блуждать в потемках экспериментов или скатимся до уровня низкопробного радиолюбительства.

Резонансная частота этого колебательного контура с демпфированием (ω_D) рассчитывается следующим образом:

$$\omega_D = \omega_0 \sqrt{1 - rI^2 (C_T / L)},$$

где ω_0 — резонансная частота колебательного контура в условии холостого хода ($\omega_0 = 2\pi f_0$); rI — активное сопротивление первичной обмотки и сопротивление соединяющих проводов и токопроводящих дорожек печатной платы, если таковые имеются; L — индуктив-



ность первичной обмотки трансформатора; C_Σ — суммарная емкость:

$$C_\Sigma = (C_{oss} + C_T).$$

Ее можно уменьшить, используя соответствующую конструкцию трансформатора. Методы конструирования неплохо описаны в [3, 4].

Поскольку L и C_{oss} известны, то для оценочного расчета C_T ввиду ее малости, можно пренебречь. Итак, зная лишь индуктивность L и значение емкости C_{oss} мы можем вычислить ожидаемую резонансную частоту (частоту паразитной генерации) ω_0 . То есть если мы на этой частоте внесем в контур потери путем добавления некоторого резистора R , то паразитная генерация будет затухать согласно демпфированию. Демпфирование (d_0) зависит от добротности. Добротность — функция характеристического сопротивления (ρ) колебательного контура:

$$Q = \rho / (rI + R),$$

где $\rho = \sqrt{L / C_\Sigma}$.

В этом случае $d_0 = 1/Q = (rI + R) \times \sqrt{C_\Sigma / L}$.

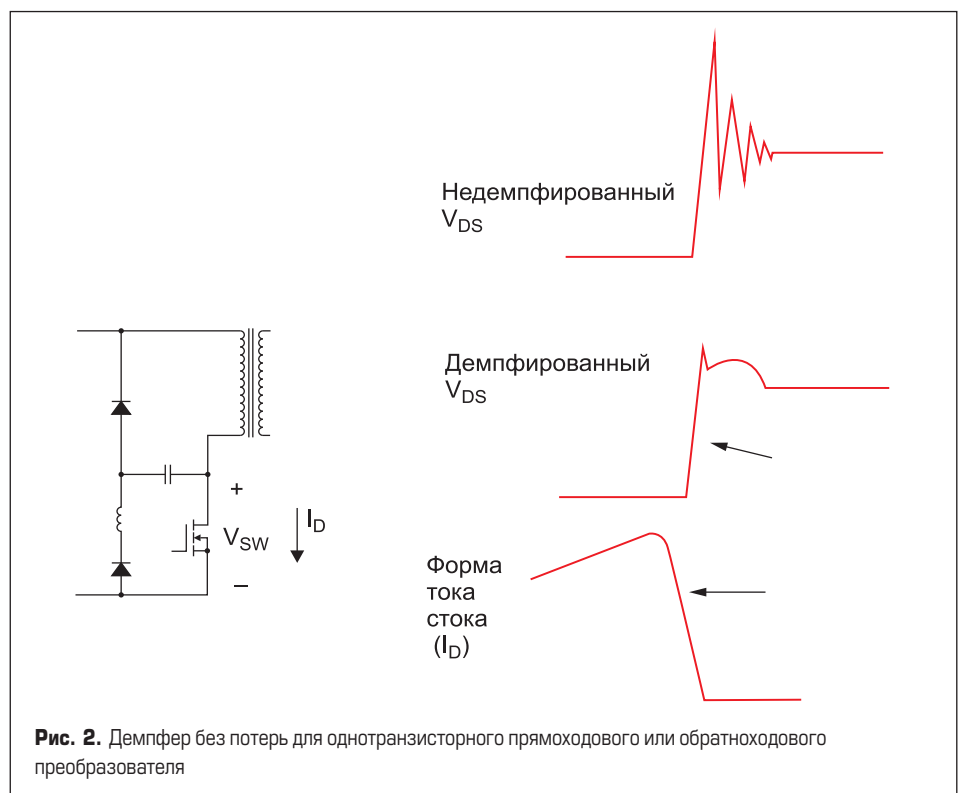
Необходимо учитывать, что демпфирование невозможно увеличивать до бесконечности, так как мы не можем зашунтировать обмотку сопротивлением с очень низким номиналом, в этом случае емкость демпфирующей цепочки окажется просто включенной в контур, и произойдет не демпфирование, а сдвиг резонансной частоты. Кроме того, выбор емкости демпфирующего конденсатора C должен быть известным компромиссом. Его емкость выбирается в зависимости от частоты преобразования и частоты паразитной генерации. То есть, чтобы избежать потерь, полное сопротивление конденсатора C должно быть

максимально низким на частоте паразитной генерации и достаточно высоким на рабочей частоте преобразователя. Тип конденсатора должен выбираться с учетом минимального собственного сопротивления на высоких частотах, т. е. здесь должен использоваться керамический конденсатор с низким последовательным сопротивлением (ESR) и индуктивностью (ESL).

Автор статьи с успехом использовал этот метод и методику расчета для выбора элементов снаббера в проектах прямоходовых импульсных источников питания, а именно, в полумостовом мощностью 300 Вт и мостовом мощностью 500 Вт, которые предназначались для аппаратуры специального назначения. В обоих случаях при обычной фильтрации помехи от источника питания не давали сколь-нибудь заметного ухудшения параметров питаемых ими передатчиков в части требований по внеполосному излучению, а изделия безотказно работали в течение длительного времени, причем непрерывно.

Мы рассмотрели наиболее частый случай прямого демпфирования обмотки. Однако он часто является неэффективным в случае, когда обмотка управляется одним ключом. Здесь можно использовать вариант демпфирования, приведенный на рис. 2 [3]. Такой демпфер подходит для однотранзисторного прямоходового или обратногоходового преобразователей.

Наиболее распространенными, особенно в роли AC/DC-преобразователей малой и средней мощности, являются обратногоходовые преобразователи с ШИМ (SMPS). Они достаточно хорошо описаны, например, в [5], хотя примененная в этой публикации микросхема уже устарела. Основное свойство преобразователей (тока или напряжения питания) этого типа состоит в том, что



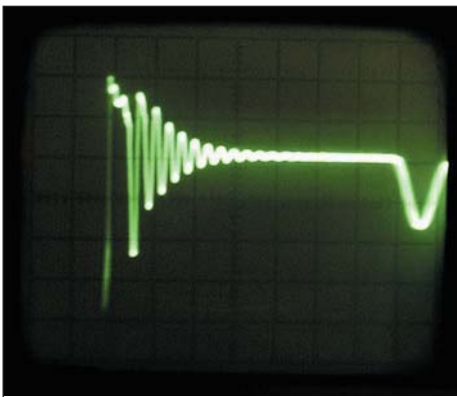


Рис. 3. Осциллограмма напряжения на стоке ключа обратного преобразователя (фото автора)

энергия передается со входа на выход при разомкнутом силовом ключе. То есть в таких преобразователях при открытом состоянии силового ключа (как правило, это мощный транзистор типа MOSFET) сердечник трансформатора накапливает энергию в форме энергии магнитного поля, а при закрытом состоянии ключа накопленная энергия передается в нагрузку. Такие преобразователи получили популярность благодаря тому, что ни, в отличие от прямоходовых, не боятся короткого замыкания по выходу. Осциллограмма импульса напряжения на стоке ключа приведена на рис. 3.

Источником высокочастотных электромагнитных помех в преобразователях этого вида является паразитный высокочастотный резонанс контура, образованного индуктивностью рассеяния и выходной емкостью полевого транзистора (в большей части), возникающий после процесса демагнетизации индуктивности рассеяния трансформатора (высокочастотное заполнение видно в левой части рис. 3). Вот она-то и является в нашем случае источником проблем.

Бытует распространенное заблуждение, что борьба с этой помехой заключается исключительно и только в использовании так называемой кламперной цепи. Это не так, поскольку основное назначение клампера — жесткое ограничение выброса напряжения при демагнетизации трансформатора, который может привести к пробое и выходу из строя транзистора ключа. По этой причине клампер выполняют на базе специальных ограничительных диодов (а жесткое ограничение, как известно, уже само по себе является источником помех) и часто совмещают с RC-снаббером (рис. 4), а уже такую цепь часто называют клампером.

В схеме, представленной на рис. 4, ключ входит в состав микросхемы контроллера обратного преобразователя TPO250Y. Клампер выполнен на базе стабилитрона VD1, а снаббер — на базе резисторов R2, R3 и конденсатора C4. Работу именно этой цепи иллюстрирует рис. 3. Здесь как раз хорошо просматривается ограничение выброса, но вот в данной конструкции на уровень паразитных колебаний эта комплексная цепь

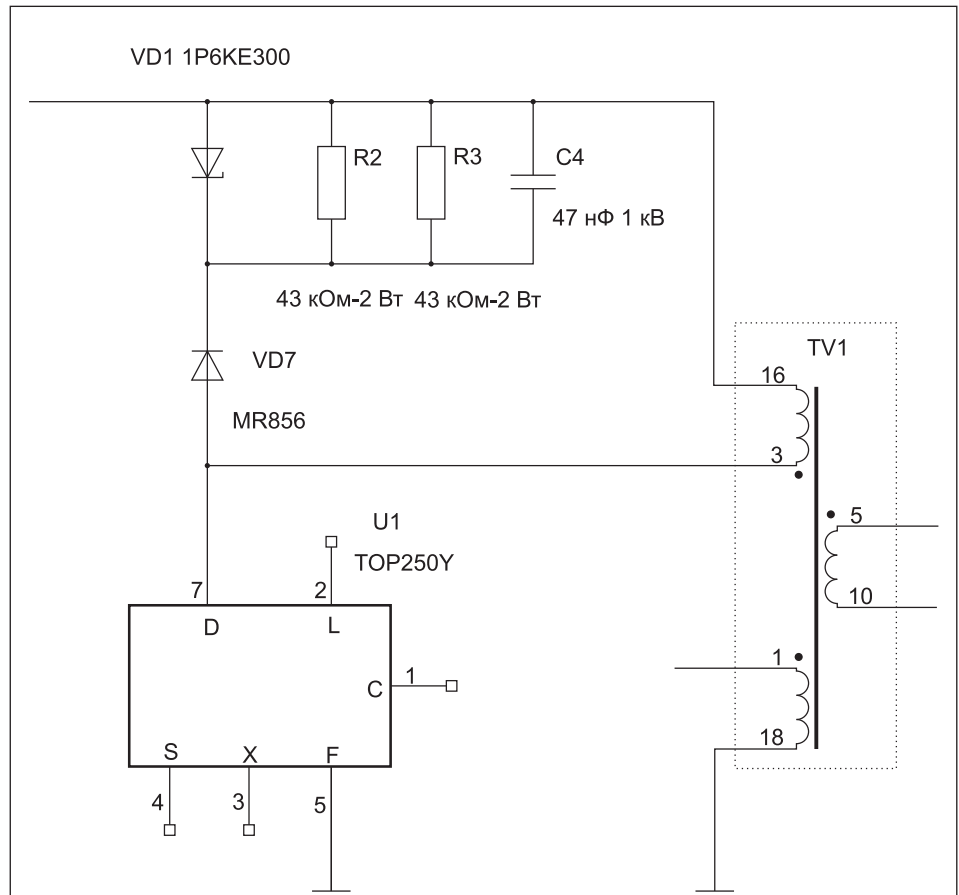


Рис. 4. Пример реализации сложной ограничивающей цепи с демпфированием (из проекта автора статьи)

оказывает мало влияния. Для более-менее эффективного подавления необходимо было применить резисторы более низкого номинала, но в этом случае на них бы рассеивалась еще большая мощность и росли потери, а как показано на рис. 4, они и так рассчитаны на 4 Вт и грелись очень сильно, поскольку работали на пределе.

Автор статьи специально показал такой вариант. Он был следствием вынужденного использования имеющихся в запасе в большом количестве трансформаторов (весьма дорогих), но совершенно не подходящих для этого проекта блока питания. Компьютерная симуляция показала это со всей однозначностью. Безуспешные попытки уменьшить уровень помех от преобразователя с таким трансформатором путем радиолобительских потуг и манипуляций с магнитным зазором, ухищрениями в намотке обмоток, вариациями элементов снаббера не давали сколь-нибудь ощутимых результатов. Резисторы снаббера грелись, синфазные помехи и излучения электромагнитных помех не уменьшались.

В ходе работ над этим проектом автором статьи было совершенно случайно найдено не имевшее аналогов схемотехническое решение, которое позволяет резко уменьшить рассматриваемые паразитные колебания и снизить синфазные и электромагнитные помехи в обратных преобразователях. История находки этого решения рассказана в [6], а детальное описание впервые было опубликовано в [7].

Было обнаружено, что подавляющий паразитную генерацию эффект дает подключение последовательной RC-цепочки параллельно к вспомогательной обмотке обратного преобразователя. В этом случае потери в кламперно-снабберной цепи уменьшаются, а паразитные колебания подавляются. Объединенный механизм действия этих обеих цепей (стандартной и новой) дает прекрасный результат, и такой вариант решения проблемы является наиболее эффективным. Пример подавления паразитного процесса (рис. 3) приведен на рис. 5.

Для более полного объяснения принципа работы данного технического решения

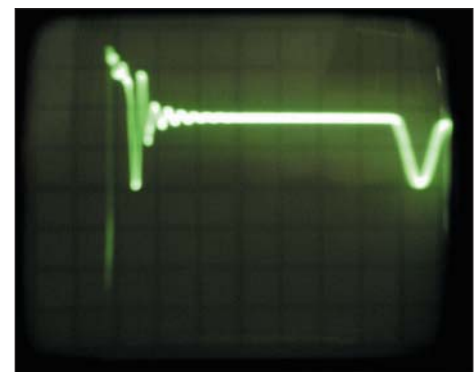


Рис. 5. Осциллограмма напряжения на стоке ключа после введения RC-цепочки во вспомогательную обмотку обратного преобразователя

и определения критериев выбора компонентов рассмотрим и проанализируем эквивалентную схему обратного преобразователя с учетом влияния предлагаемого усовершенствования. Эквивалентная схема представлена на рис. 6.

В рассматриваемый период времени выходная обмотка трансформатора является короткозамкнутой на его внутреннее сопротивление r_2 (выходной конденсатор C_{out} получает заряд энергии). Таким образом, индуктивность первичной обмотки равна индуктивности рассеяния трансформатора L_s . Далее используем подход, который был применен ранее при обосновании выбора элементов демпфирующей цепи для прямоходового преобразователя, с учетом того, что в этом случае паразитная генерация — это реакция колебательного контура, который образован не индуктивностью первичной обмотки, а индуктивностью рассеяния трансформатора L_s . Конденсатор этого контура является суммой емкости стока C_{oss} мощного ключа на основе MOSFET (он может быть в составе интегральной схемы, как на рис. 4) и собственной емкости C_T первичной обмотки трансформатора.

Резонансная частота этого колебательного контура с демпфированием (ω_D) рассчитывается следующим образом:

$$\omega_D = \omega_0 \sqrt{1 - r^2(C_s / L_s)},$$

где: ω_0 — резонансная частота колебательного контура в условиях холостого хода ($\omega_0 = 2\pi f_0$); rI — активное сопротивление первичной обмотки (обмотка I), принимая во внимание сопротивление всех соединяющих проводов и токопроводящих дорожек печатной платы, если таковые имеются; L_s — индуктивность рассеяния трансформатора; C_s — суммарная емкость:

$$C_s = (C_{oss} + C_T).$$

Здесь C_{oss} — выходная емкость (емкость стока) ключа на основе MOSFET; C_T — собственная емкость первичной обмотки (обмотка I). Ее можно уменьшить, используя соответствующую конструкцию трансформатора [5].

В отличие от рассмотренного выше варианта расчета для снаббера прямоходового преобразователя ситуация тут следующая. Собственная емкость трансформатора и в этом случае значительно уступает выходной емкости ключа, поэтому ею можно также пренебречь. Но вот индуктивность рассеяния трансформатора — это параметр, зависящий от конструкции трансформатора. Да, она поддается ориентировочному (скорее, оценочному) расчету, но окончательное значение индуктивности рассеивания можно узнать, только изготовив партию трансформаторов и вычислив ее статистическое распределение. Тем не менее для оценочного расчета можно использовать соотношение:

$$L_s = (0,01 - 0,03)L.$$

Причем лучше использовать более высокий коэффициент. Здесь мы исходим из того,

что лучше настроить подавление на более низкой частоте, а на высокой оно уже получится автоматически. Таким способом мы можем с достаточной точностью вычислить ожидаемую резонансную частоту (частоту паразитной генерации) ω_0 .

Уровень этой паразитной генерации зависит от добротности. Добротность — функция характеристического сопротивления (ρ) колебательного контура и для ненагруженного контура $Q = \rho / rI$, где $\rho = \sqrt{L_s / C_s}$. Демпфирование в этом случае $d_0 = 1/Q = rI / \sqrt{C_s / L_s}$.

Повторим, что все сказанное справедливо для ненагруженного контура, но в рассматриваемом случае мы имеем еще одну обмотку (обмотка III), которая в этот момент времени нагружена на некоторое сопротивление. Это сопротивление является производным всех компонентов, которые связаны с этой обмоткой в рассматриваемый промежуток времени, то есть в момент паразитной генерации.

Таким образом, суммарное сопротивление нагрузки во вспомогательной обмотке (обмотка III):

$$R_\Sigma = (r_3 + R_{VD}) / (R + 1/j\omega_0 C),$$

где: r_3 — активное сопротивление вспомогательной обмотки (обмотка III); R_{VD} — эквивалентное сопротивление нагрузки вспомогательной обмотки в начальный момент периода времени в режиме обратного хода (рис. 3); R — некоторое дополнительное сопротивление для подавления паразитной генерации; C — последовательно включенный к резистору R конденсатор C .

В приведенной формуле $1/j\omega_0 C$ — это полное сопротивление конденсатора C на ожидаемой частоте паразитной генерации ω_0 .

Эквивалентное сопротивление R_Σ , на которое нагружена вспомогательная обмотка (обмотка III), трансформируется в первичную обмотку, как некоторый шунтирующий резистор. Величина этого шунтирующего резистора зависит от собственно эквивалент-

ного сопротивления R_Σ и отношения витков обмоток:

$$R_{sh} = R_\Sigma \times (n_1 / n_3),$$

где n_1 — количество витков в первичной обмотке (обмотка I); n_3 — количество витков вспомогательной обмотки (обмотка III).

Таким образом, мы имеем тот же паразитный контур, но уже с дополнительными потерями. Его добротность (Q_{eq}) будет уменьшаться, а демпфирование (d) — увеличиваться в соответствии с величиной шунтирующего сопротивления (R_{sh}). В этом случае коэффициент демпфирования равен:

$$d = rI \sqrt{C_s / L_s} + (1/R_{sh}) \sqrt{L_s / C_s} = d_0 + (1/R_{sh}) \sqrt{L_s / C_s}.$$

Данные рассуждения достаточны для рассмотрения принципа работы, но имеют общий и приближенный характер, так как величины C_s и R_{sh} нелинейные. Кроме того, не учтено влияние скорости нарастания импульса напряжения на стоке MOSFET, т. е. собственно импульса, возбуждающего эти паразитные колебания. Тем не менее это подходящий для разработчика метод, позволяющий иметь пусть и приближенный, но достаточно полезный практический результат. К сожалению, сделать полную модель имеющимися в распоряжении автора статьи инструментами для компьютерного моделирования пока не удалось. Мы будем весьма признательны тем читателям, которые помогут смоделировать данный процесс.

Необходимо учитывать, что демпфирование не может быть увеличено до бесконечности, потому что имеется активное сопротивление вспомогательной обмотки r_3 (рис. 6). То есть R_{sh} можно и нужно уменьшать, но его величина будет ограничена и не будет стремиться к нулю.

Как и в случае с классическим снаббером, который был описан выше, выбор конденсатора C

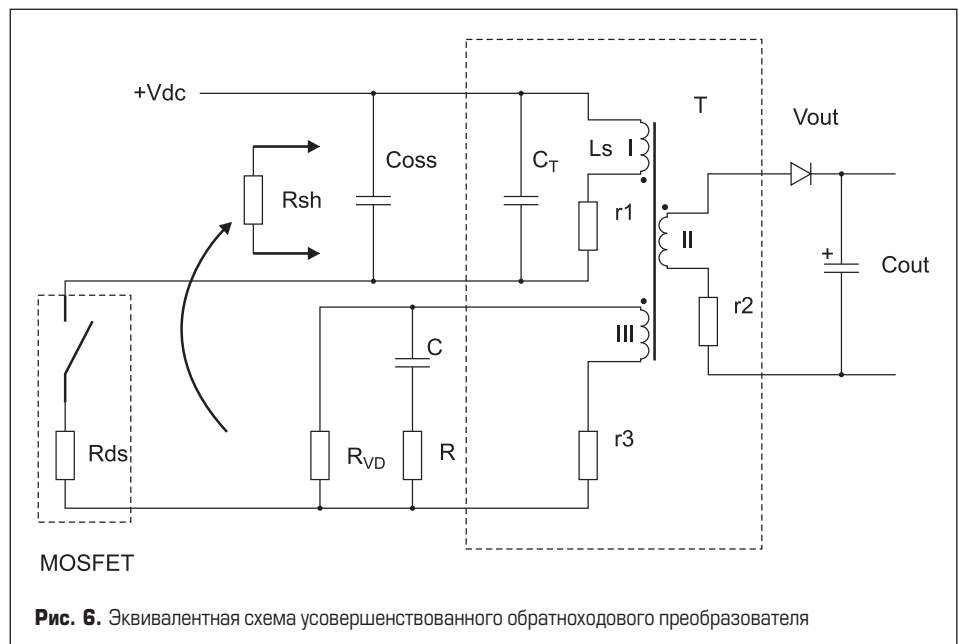


Рис. 6. Эквивалентная схема усовершенствованного обратного преобразователя

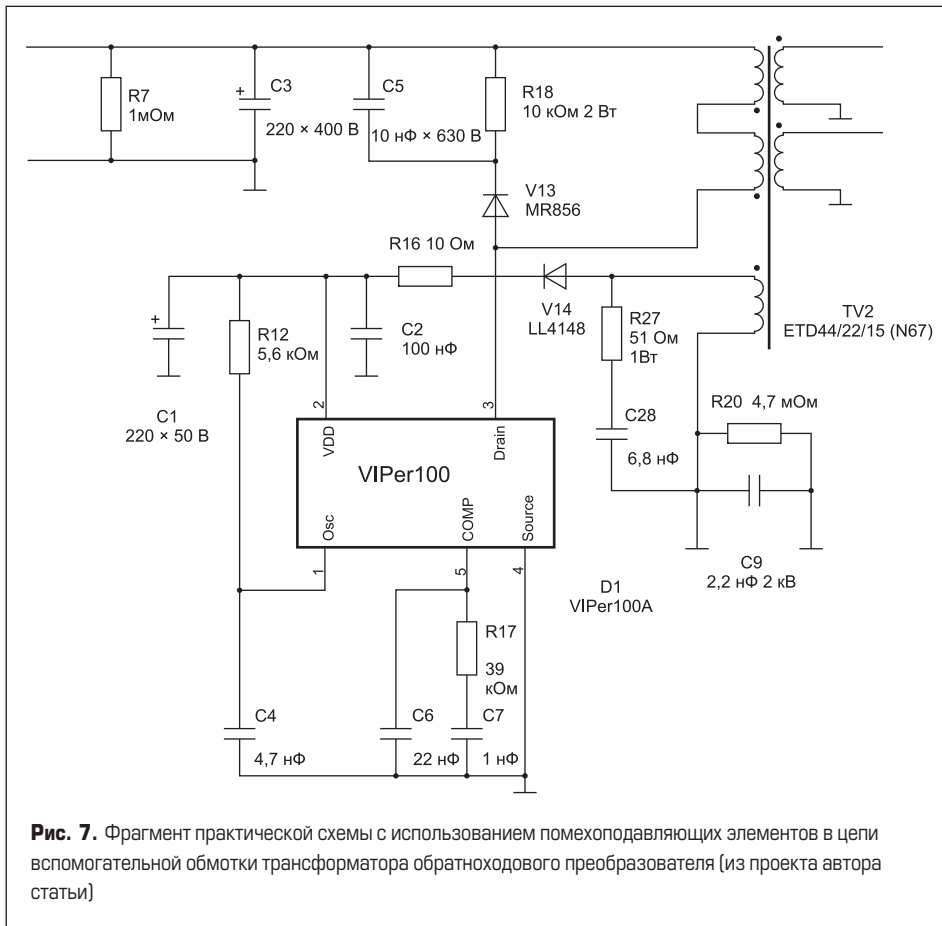


Рис. 7. Фрагмент практической схемы с использованием помехоподавляющих элементов в цепи вспомогательной обмотки трансформатора обратного преобразователя (из проекта автора статьи)

должен быть известным компромиссом. Его емкость выбирается в зависимости от частоты преобразования и частоты паразитной генерации. То есть полное сопротивление конденсатора C должно быть максимально низким

на частоте паразитной генерации и достаточно высоким на рабочей частоте преобразователя. Тип конденсатора должен выбираться с учетом минимального собственного сопротивления на высокой частоте, т. е. тут также должен ис-

пользоваться керамический конденсатор с низкими значениями ESR и ESL.

В некоторых случаях бывает полезным использование еще одного керамического конденсатора. Он уменьшает на частоте рассматриваемого паразитного резонанса ESR электролитического конденсатора фильтра выпрямителя, который подключается в практических схемах к этой вспомогательной обмотке. Этот конденсатор должен располагаться максимально близко к выпрямительному диоду и иметь надежную связь с общим проводом первичной цепи. Фрагмент примера такой схемы приведен на рис. 7.

Для этого решения будет полезным использовать в цепи вспомогательной обмотки диоды с большим временем восстановления, то есть, как мы их называем, «медленные». Но здесь нужна известная осторожность: такой диод должен включаться через токоограничивающий резистор, в нашем случае зашунтированный емкостью или, что лучше, быстрым диодом с малым временем восстановления. В противном случае он будет греться. Именно этот нагрев случайно оказавшегося под рукой старого диода, установленного без последовательного токоограничивающего резистора, позволил автору статьи найти описанное выше решение [7].

Конечное решение блока питания, отвечающее требованиям технического задания на конечное устройство, которое позволило использовать дорогие, но совершенно неоптимальные для этого решения трансформаторы, приведено на рис. 8.

Для расчета клэмперной цепи могут использоваться стандартные вычисления, хотя в этом случае они дадут заведомо завышенные значения. Это обеспечит больший технологический запас и повысит надежность работы устройства.

Предлагаемый метод уменьшает уровень высокочастотной паразитной генерации и уровень электромагнитных помех в обратных преобразователях. Он эффективно снижает нагрузку на клэмпер и позволяет использовать в нем более дешевые резисторы меньшей мощности (сравните с первоначальным вариантом рис. 4), а также уменьшает влияние паразитной связи между MOSFET и ШИМ-контроллером, особенно при использовании интегральных микросхем (например, TOP250Y) в преобразователях обратного хода большой мощности. Этот метод, в отличие от использования медленных диодов непосредственно в клэмпере [8], не увеличивает выброс напряжения на стоке закрытого ключа, а наоборот, уменьшает этот нежелательный выброс напряжения, увеличивая надежность конечного изделия в целом.

Рассмотренное выше решение неоднократно было использовано автором на практике. Так, блоки питания (на базе ИМС TOP250Y) с использованием предлагаемого решения обеспечивали безотказную круглосуточную работу радиопередающего оборудования на протяжении длительного периода времени, исчисляемого годами. В производстве имела место стопроцентная повторяемость результатов. Регулировок и подбора элементов в описываемых цепях не требовалось.

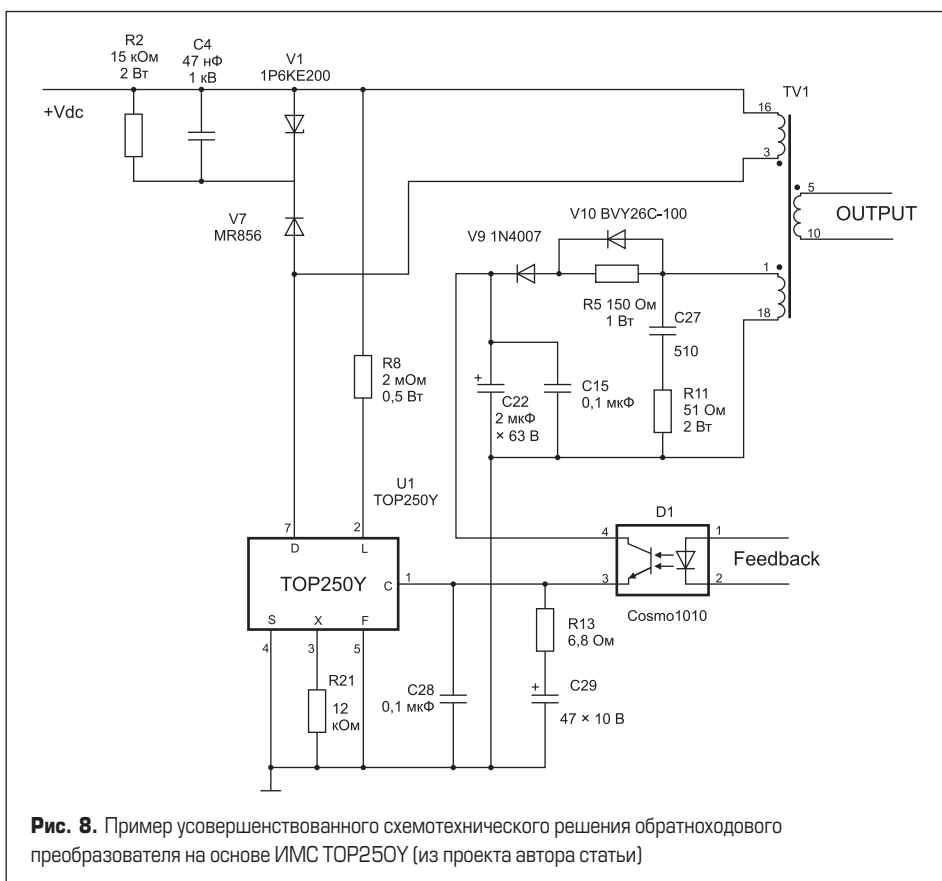


Рис. 8. Пример усовершенствованного схемотехнического решения обратного преобразователя на основе ИМС TOP250Y (из проекта автора статьи)

При использовании представленного решения в одном из блоков питания на микросхеме VIPer100A с оптимальным трансформатором (рис. 7) выброс напряжения на стоке закрытого ключа при использовании рассчитанной симулятором VIPer SMPS Design (STMicroelectronics) RC-цепочки уменьшился примерно на 25%, превратившись в короткую, еле заметную «иголку» без характерного гармонического хвоста. В целом использование этого решения в блоке питания групповых связных приемников, благодаря уменьшению уровня собственных помех преобразователя и уменьшению им электромагнитного излучения, привело к существенному увеличению их чувствительности.

Кроме описанных выше решений, при необходимости можно и нужно использовать стандартные решения, уменьшающие паразитные излучения. Например, экранирование трансформатора, для подавления синфазных помех — синфазные дроссели по входу, синфазные и Y-конденсаторы, дифференциальные X-конденсаторы и выходные LC-фильтры [2]. В ряде случаев полезно использование и общего экранирования.

Литература

1. Steve Roberts. DC/DC Book of Knowledge Practical tips for the User. RECOM Second Edition. 2015.
2. Стив Робертс. Решения проблемы пульсаций и помех DC/DC-преобразователей: входная и выходная фильтрация // Компоненты и технологии. 2015. № 8.
3. Brown Marty. Power Supply Cookbook. 2nd edition. Butterworth-Heinemann. 2001.
4. Claudio Adragna. AN1262. Application Note Offline flyback converters design methodology with the L6590 Family. STMicroelectronics.
5. Rentyuk Vladimir. Out with the new, in with the old // EDN. July 11, 2013.
6. Rentyuk Vladimir. An easy way to reduce parasitic oscillations in flyback converters // Electronics World. October, 2007.
7. Vlemincq Louis. Slow diodes or handy timing devices? // EDN. September 16, 2004.