

Влияние выбора компонентов, схемотехнического и конструктивного решений на ЭМС современных DC/DC-преобразователей. Часть 1

Владимир РЕНТЮК
Rvk.modul@gmail.com

Предлагаемая статья, написанная на основе перевода [1] и имеющая ряд дополнений и комментариев, предоставляет возможность на примере сравнительного подхода и анализа оценить влияние вносимых схемотехнических дополнений и конструктивных изменений в выполнение требований по ЭМС при проектировании современных DC/DC-преобразователей.

Как правило, в технической литературе и публикациях на тему импульсных преобразователей вопросы электромагнитной совместимости (ЭМС) рассматриваются по факту уже выбранного технического решения с предложением тех или иных рекомендаций. Однако наибольший интерес для разработчиков представляет сравнение одинаковых в своем базовом исполнении изделий и их оценка на предмет выполнения требований ЭМС путем комплексного исследования влияния тех или иных изменений, вносимых не только в схемотехническое решение, но и, что не менее важно, в конструктивное. Только подобный подход дает ясное представление о том, как и в какой мере вносимые изменения влияют на уровень электромагнитных помех (ЭМП). И именно такое комплексное отношение к проблеме обеспечивает ее понимание и становится неким ключом, позволяющим открыть возможности принятия оптимального решения в части выполнения требований по ЭМС.

Введение

Техническая литература, в том числе и хорошо известная разработчикам “Trilogy of Magnetics” [2], изданная компанией Würth Elektronik, а также спецификации типа Data Sheet на микросхемы управляющих контроллеров DC/DC-преобразователей, предоставляет разработчикам аппаратного обеспечения всевозможные полезные советы по проектированию. Но поскольку жизнь не стоит на месте, мы чаще всего вынуждены обращаться именно к спецификациям, а они, как правило, не могут создать полную картину. Кроме того, каждый изготовитель делает

акцент на свой компонент, рекламируя его уникальные свойства, в чем нет ничего зазорного. В результате в большинстве случаев практически отсутствуют сравнительные измерения ЭМП для возможных вариантов решений, полученных не только на симуляторах, но и инструментальным путем в качестве доказательства эффективности принятых мер, обеспечивающих требования по ЭМС.

Почему этот вопрос настолько важен? Ответ прост: во-первых, из-за роста использования электронного оборудования электромагнитная обстановка все время ухудшается, это общая проблема. Во-вторых, именно импульсные DC/DC-преобразователи являются одним из факторов ее ухудшения. Дело в том, что данные устройства представляются наиболее экономичным решением в части формирования питания для остальных игроков на этом поле: они компактны, отличаются универсальностью и высокой эффективностью (КПД), а потому обычно не требуют охлаждения. Но их природа, а именно импульсное преобразование энергии, напрямую связана с генерацией ЭМП. И проблема усугубляется тем, что DC/DC-преобразователи становятся наиболее распространенными устройствами в составе электронного и электротехнического оборудования. Практически каждая печатная плата содержит не один, несколько DC/DC-преобразователей разной топологии, что связано с распространением весьма удобной для проектировщиков такого оборудования архитектуры распределенного питания и организации питания по технологии PoL (Point of Load), когда источник максимально приближен к своей нагрузке с питанием от общей промежуточной шины.

Для эффективного решения возникающих при этом проблем ЭМС разработчикам систем питания могут помочь только результаты сравнительных измерений на соответствие требованиям ЭМС вариантов однотипных DC/DC-преобразователей, выполненных на основе одних и тех же типов дискретных элементов с одним и тем же управляющим интегральным контроллером. Такой подход предоставляет специалистам уникальную возможность лучше понять проходящие в DC/DC-преобразователях процессы, влияющие на уровень генерируемых ими ЭМП, и углубить свои знания в данной области. В предлагаемой статье на основе теории и практики, а также инструментального анализа, на базе реальных прототипов DC/DC-преобразователей и комплексного подхода, затрагивающего схемотехнику и конструктивное исполнение, наглядно демонстрируется, что, как и почему влияет на уровень ЭМП. Как результат, вы, получив дополнительные знания по решению проблемы, сможете с пониманием нюансов происходящих процессов реализовать оптимальное с точки зрения ЭМП конечное решение преобразователя. И это важно для того, чтобы выполнить жесткие требования современных и будущих стандартов по ЭМС.

Базовые принципы DC/DC-преобразователей и источники ЭМП

Для того чтобы понять суть проблемы, кратко остановимся на некоторых базовых принципах, точнее, установим первопричину генерации ЭМП и повторим азы. Прежде всего, перед тем как перейти к помехам, вспомним, что такое импульсный

преобразователь. В нашем случае это преобразователь одного напряжения постоянного тока в другое, как правило, с петлей регулирования, обеспечивающей тем или иным путем стабилизацию заданного выходного напряжения. При этом энергия от первичного источника питания передается определенными порциями (импульсами), заданными контуром регулирования так, чтобы среднее значение выходного напряжения было стабильным. Сглаживание пульсаций выходного напряжения происходит благодаря наличию элемента, дросселя (катушки индуктивности), который накапливает электрическую энергию и отдает ее в нагрузку. Таким образом, здесь мы, если смотреть упрощенно, имеем управляющий контроллер, ключ в виде транзистора, дроссель и петлю регулирования.

Как известно из основ, любой импульс — это сумма гармоник от его основной частоты, для DC/DC-преобразователя здесь имеется в виду его рабочая частота, причем спектр гармоник зависит не только от основной частоты, но и от длительности импульса, передающего энергию, и скорости его нарастания, или, как говорят, фронта. Чем выше рабочая частота, тем меньший по номиналу и габаритам требуется дроссель и меньшие, опять-таки по номиналу и габаритам, входные и выходные конденсаторы, и, что не менее важно, достигается больший КПД преобразования. Поэтому при разработке DC/DC-преобразователя рабочую частоту стараются максимально увеличить. В современных таких преобразователях, благодаря успеху, достигнутому в области магнетиков (сердечников дросселей) и полупроводниковых приборов (силовых транзисторов и диодов), рабочая частота может достигать 4 МГц. И все вышесказанное является источниками ЭМП.

Что касается ЭМП, то, как можно видеть из приведенного краткого описания, она занимает достаточно широкий спектр частот, но это далеко не все. Интересующие нас помехи делятся на излучаемые и кондуктивные, то есть наводимые по цепям питания. Кроме того, мы должны уяснить различие между типом сигнала помехи, синфазным и дифференциальным (рис. 1), и надлежащим образом идентифицировать пути их прохождения и понять, как формируется контур тока такой помехи, который, собственно, и является источником проблем, когда речь идет об ЭМС.

Дифференциальные помехи рождаются при прохождении сигналов по линиям связи и представляют собой сигналы в виде тока помехи, возникающей в двухпроводной линии передачи, со сдвигом по фазе на 180°. Контур тока помехи образуется через исходящий и обратный проводники, причем последний не всегда и необязательно провод заземления. Подавление дифференциальной помехи осуществляется с помощью LC-фильтров в Г-, Т- или П-топологии

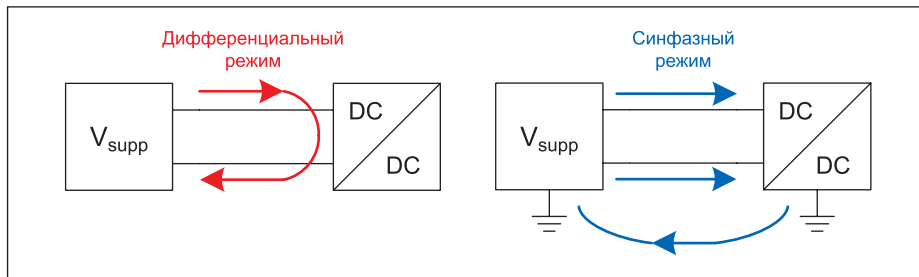


Рис. 1. Базовые различия между синфазным и дифференциальным сигналом ЭМП

(последний в технической литературе иногда называют π -фильтром).

Наибольшее распространение имеют двухэлементные LC-фильтры типа Г — они состоят из катушки индуктивности и конденсатора, включенных по несимметричной схеме. Такие фильтры оптимальны для приложений, в которых входное и выходное сопротивление различны. Фильтр подключается к схеме с низким сопротивлением со стороны индуктивности, а с высоким — со стороны конденсатора. Трехэлементные LC-фильтры П-типа применяются в приложениях с относительно высоким входным и выходным сопротивлением, так как два емкостных элемента в фильтре имеют низкое сопротивление с обеих сторон. В отличие от фильтров типа П, LC-фильтры типа Т, также построенные по симметричной схеме, предназначены для приложений с низким входным и выходным сопротивлением, поскольку два индуктивных элемента фильтра имеют высокое сопротивление к помехам. Фильтры обоих типов дают ослабление помех до 60 дБ.

Что касается синфазной помехи, здесь ток помехи в двухпроводной линии передачи находится в фазе, а контур тока помехи замыкается только через провод (шину) заземления. Подавление синфазной ЭМП осуществляется дросселем с компенсацией тока, более известным синфазный дроссель, содержащий две обмотки, включаемые таким образом, чтобы ток в одной компенсировал ток другой. Поэтому подобный дроссель может работать, пропуская большой постоянный ток, без опасности насыщения его сердечника. Его индуктивность рассеивания, которая всегда присутствует из-за неидеальности реального дросселя, может использоваться для формирования LC-фильтра для дифференциальной помехи. Опасность синфазной помехи заключается в том, что она может легко переходить в дифференциальную.

Когда же дело доходит до разработки печатной платы с выполнением требований по ЭМС, разработчику также необходи-

мо знать, но уже с точки зрения конструкции, как, почему и где могут возникать соответствующие помехи. В интересующем нас случае, который является темой данной дискуссии, для импульсных DC/DC-преобразователей измерения в части уровня напряженности поля помех, например EN 61000-4-3¹, проводимые в экранированной камере (здесь и далее по вопросам стандартов и методик испытаний по выполнению требований ЭМС воспользуйтесь ссылкой [3]), часто показывают достаточно широкополосный спектр помехи в диапазоне частот 30–400 МГц. Одной из причин, как уже было сказано, является высокая скорость переключения ключей, обычно выполненных на базе МОП-транзисторов (MOSFET). В зависимости от скорости нарастания фронта частотный спектр импульса может простираться до нескольких сотен мегагерц. Эта помеха походит через выходную емкость ключа C_{DS} , емкость полупроводникового перехода и обратную емкость восстановления диода Шоттки, которые вместе с паразитной индуктивностью токопроводящих дорожек образуют паразитные резонансные высокочастотные колебательные контуры. В случае, когда один из заземляющих проводников не шунтируется низким импедансом или когда одиночная токопроводящая дорожка проводит оба тока (ток нагрузки и ток помехи), что вызывает появление обратной связи по общему импедансу, в конструктивном решении можно ожидать возникновения синфазных помех. Эти помехи затем будут передаваться через паразитные емкостные связи от источника помех и приведут к формированию замкнутого контура тока излучаемой помехи (рис. 2).

Измерение напряжения помех согласно CISPR 16-2-1², о чем мы будем говорить детально уже во второй части статьи, показывает наличие спектральной составляющей с рабочей частотой преобразователя и ее гармонических составляющих до уровня 10 МГц и выше. А в зависимости от экранирования и длины провода здесь мы имеем

1 В РФ действует стандарт ГОСТ IEC 61000-4-3-2016 «Электромагнитная совместимость (ЭМС). Часть 4.3. Методы испытаний и измерений. Испытание на устойчивость к излучаемому радиочастотному электромагнитному полю», идентичный EN 61000-4-3 в редакции 2010 года.
2 В РФ действует стандарт ГОСТ 30805.16.2.1-2013 (CISPR 16-2-1:2005) «Совместимость технических средств электромагнитная. Требования к аппаратуре для измерения параметров промышленных радиопомех и помехоустойчивости и методы измерений. Часть 2.1. Методы измерений параметров промышленных радиопомех и помехоустойчивости. Измерение кондуктивных радиопомех», идентичный CISPR 16-2-1 в редакции 2005 года.

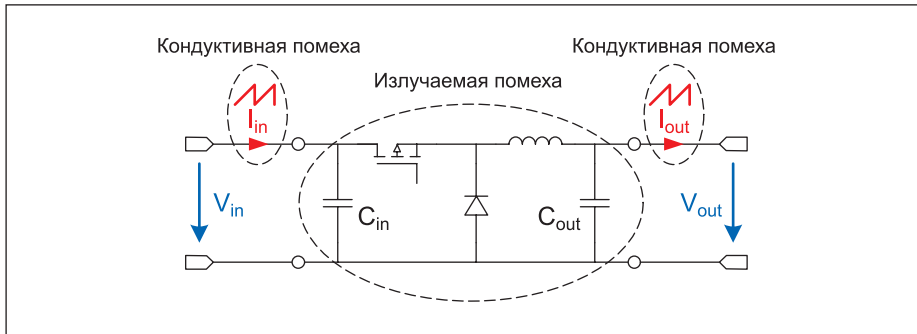


Рис. 2. Потенциальные источники излучаемых и кондуктивных помех

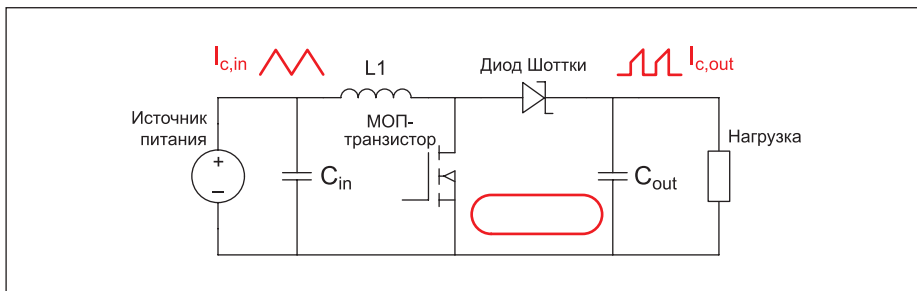


Рис. 3. Критическая с точки зрения генерации ЭМП токовая петля в повышающем преобразователе

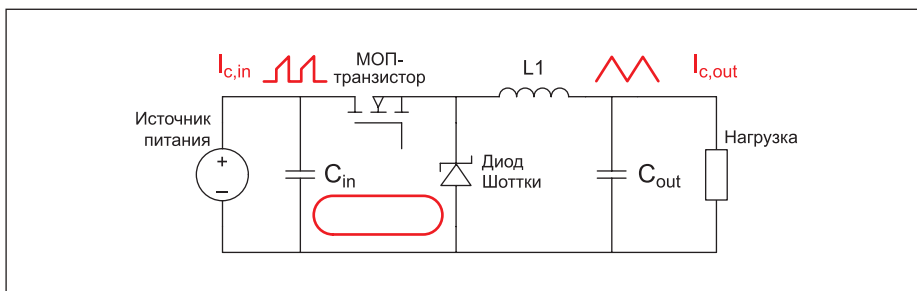


Рис. 4. Критическая с точки зрения генерации ЭМП токовая петля в понижающем преобразователе

смесь сигналов синфазной и дифференциальной помех. Причина наличия дифференциальной ЭМП заключается в импульсном характере потребления тока ключом, который в свою очередь вызывает падение напряжения на эквивалентном последовательном сопротивлении (Equivalent Series Resistance, ESR) входных и выходных конденсаторов DC/DC-преобразователя.

Помимо учета влияния на генерацию ЭМП выбора компонентов и их компоновки, необходимо учитывать и тот факт, что топологии импульсных преобразователей отличаются по характеру поведения, а это,

в свою очередь, может вызвать большие по уровню кондуктивные помехи либо по их входу, либо по выходу, либо там и там одновременно. Как можно видеть, в повышающем преобразователе (рис. 3) основным является тот факт, что его дроссель действует, как своеобразный токовый тормоз, ограничивая скорость нарастания тока di/dt между ключом (МОП-транзистором) и входом преобразователя. В то же время в понижающем преобразователе (рис. 4) более важную роль дроссель играет по отношению к выходу, поскольку в этой топологии он расположен между МОП-транзистором и входом, соот-

ветственно, скорость нарастания импульсов напряжения на его выходе нивелируется.

Эти простые примеры наглядно показывают, что понижающий преобразователь требует наличия входного фильтра, а повышающий — выходного, который необходим для подавления присущих данной топологии импульсов тока на выходе схемы. Однако это совсем не означает, будто в любой из указанных топологий можно пренебрегать выходными или входными фильтрами. Маслом, как известно, кашу не испортить.

Входные фильтры и проблема ЭМП

В современных преобразователях обычно используются частоты коммутации в пределах 250 кГц – 4 МГц. Поэтому для подавления как основной рабочей частоты, так и ее гармоник наиболее эффективными считаются именно LC-фильтры. Они способны держать спектр помех под контролем, обеспечив их подавление благодаря своей амплитудно-частотной характеристике (АЧХ), имеющей крутизну спада до 40 дБ на декаду при частоте среза до нескольких килогерц, что не сложно реализовать на практике. Если рассматривать простейший LC-фильтр, то его включение в схему должно соответствовать согласованию импеданса фильтров, подключаемых по входу и выходу преобразователя (рис. 5), что крайне важно для эффективного подавления ЭМП.

Что касается непосредственно фильтра, мы должны не забывать и учитывать, что это резонансная схема. Как известно, резонансная частота LC-фильтра описывается следующим выражением:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{filter} \times C_{filter}}},$$

где L_{filter} и C_{filter} — индуктивность и емкость LC-фильтра соответственно.

Здесь работает следующее общее правило: на практике необходимо установить частоту среза фильтра на уровне примерно в одну десятую от рабочей частоты преобразователя. Именно такой подход обеспечивает подавление его основной спектральной составляющей примерно на 40 дБ. В случае если при таком раскладе ее уровень не соответствует требованиям ЭМС, частоту среза фильтра необходимо установить ниже. Однако здесь следует идти на компромисс, поскольку снижение частоты

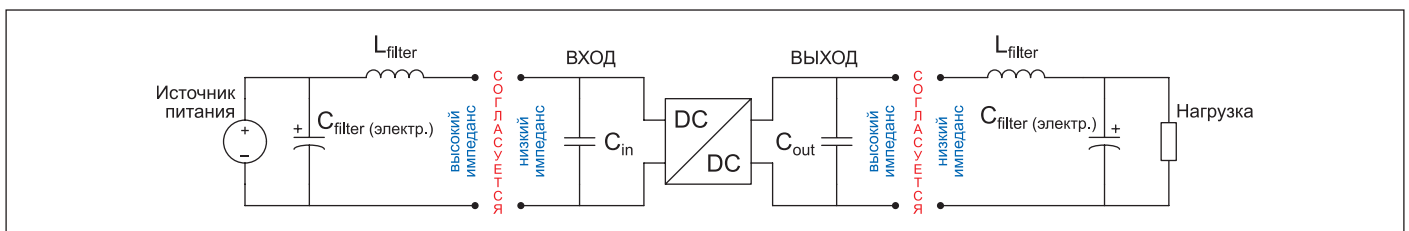


Рис. 5. Иллюстрация согласования по входу и выходу импульсных преобразователей с точки зрения оптимальной фильтрации ЭМП

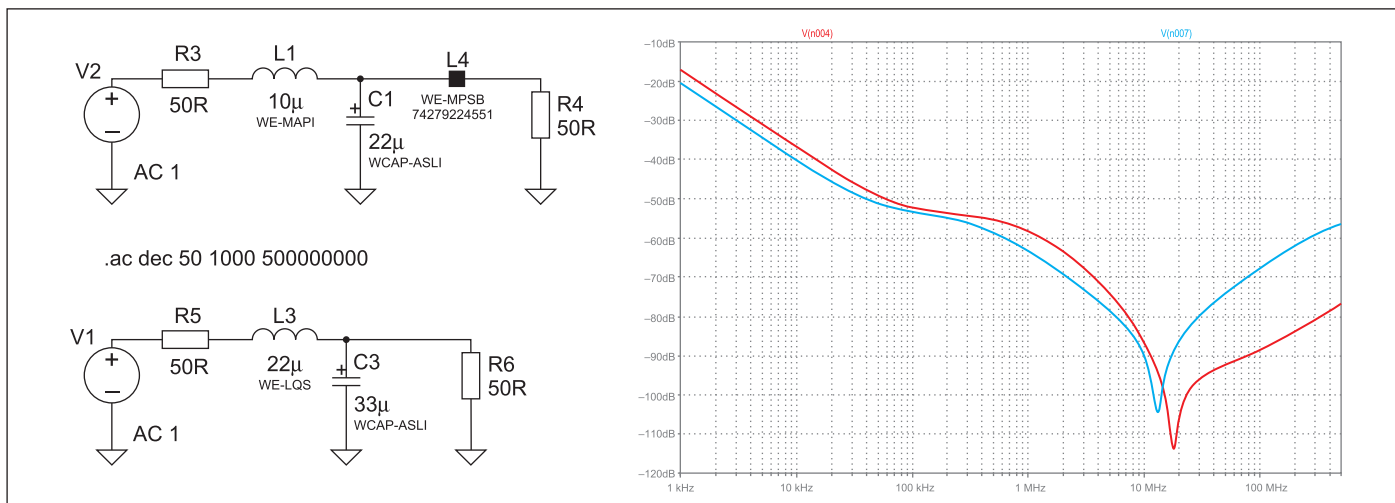


Рис. 6. Сравнительные результаты моделирования. Красным цветом выделена АЧХ Т-фильтра (10 мкГн + 22 мкФ + MPSB 74279224551, верхняя схема); синим — АЧХ простого LC-фильтра (22 мкГн + 33 мкФ, нижняя схема)

среза влечет за собой увеличение габаритов компонентов, а кроме того, приводит к более высокому значению собственного сопротивления катушки индуктивности фильтра по постоянному току, которое указывается в ее спецификации как RDC. Последнее вызовет не только уменьшение выходного напряжения схемы, но и КПД преобразователя.

Индуктивность фильтра при заданной емкости определяется как:

$$L_{filter} = \frac{1}{(2\pi \times 0,1 f_{sw})^2 \times C_{filter}}$$

где f_{sw} — рабочая частота преобразователя.

На роль катушки индуктивности фильтра в этом случае подходят, например, катушки серий WE-LQS, WE-LHMI или WE-MAPI, все три от компании Würth Elektronik (здесь и далее данные по всем элементам компании доступны через систему поиска на ее сайте [4]). Критерии отбора включают предельно допустимый ток (иногда называемый допустимой токовой нагрузкой, в амперах) и частоту собственного резонанса (обозначается как SRF — self-resonant frequency), которая должна быть выше, чем максимальная частота гармоники, подлежащей фильтрации. Однако здесь следует соблюдать известную осторожность и выбирать катушку с достаточным для подавления спектра ЭМП индуктивным сопротивлением, но одновременно и большим запасом по SRF, поскольку этот параметр может быть подвержен значительным отклонениям в партиях при изготовлении. На практике обычно применяются катушки индуктивности номиналом 1–22 мкГн, поскольку такие компоненты имеют достаточно высокий импеданс в частотном диапазоне, вполне соответствующий подавлению дифференциальных помех, и высокую SRF. В этом диапазоне индуктивности также можно выбрать компоненты, которые во многих случаях предлагают оптимальный компро-

мисс между размером, допустимой токовой нагрузкой и стоимостью катушки фильтра.

Дополнительная мера для увеличения импеданса входного фильтра, например в частотном диапазоне свыше 10 МГц, — преобразование простого LC-фильтра в более эффективный фильтр типа Т, для этого в качестве дополнительного индуктивного элемента в LC-фильтр можно добавить ферритовый компонент WE-MPSB, также предлагаемый компанией Würth Elektronik. WE-MPSB представляет собой многослойный ферритовый элемент для поверхностного монтажа, используемый как своеобразная индуктивность. Его особенность в том, что он существенно превосходит обычные ферриты с точки зрения максимального импульсного тока [5] и более эффективен, чем ферритовые бусинки, которые сложно разместить на плате. Таким образом, WE-MPSB — хороший выбор, когда дело доходит до подавления высокочастотных ЭМП в системах питания постоянного тока. Более того, при использовании таких компонентов номинальное значение основной индуктивности и емкость конденсатора могут быть несколько уменьшены. Как и для всех многослойных SMD ферритовых элементов, при выборе конкретного типа и номинала WE-MPSB необходимо учитывать зависимость его импеданса от уровня протекающего через него постоянного тока. Сравнительные результаты моделирования АЧХ в полосе частот 0,001–500 МГц с использованием симулятора LTSpice в стандартном 50-Ом (источник и нагрузка) варианте приведены на рис. 6.

Естественно, чем выше рабочая частота коммутации преобразователя, тем меньше может быть не только его дроссель и входные/выходные конденсаторы, но и составляющие LC-фильтров подавления ЭМП, поскольку в данном случае мы можем выбрать более высокую частоту среза. Кроме того, меньшие по габаритам пассивные

компоненты облегчают проектирование и обеспечивают более компактную компоновку при размещении конечного решения DC/DC-преобразователя на печатной плате. Это в свою очередь, за счет физического уменьшения токовых петель, обеспечивает и потенциально лучшие ее характеристики в части ЭМС.

Что касается выбора конденсаторов, наиболее подходящими конденсаторами для фильтров будут небольшие SMD электролитические конденсаторы, например серии WCAP-ASLI, предлагаемые компанией Würth Elektronik. Стандартными для данного применения являются конденсаторы номиналом 10–100 мкФ. Здесь необходимо учитывать один весьма важный момент: конечная цель процедуры проектирования должна заключаться в том, чтобы использовать как можно меньшую индуктивность фильтра. Понятно, это достигается за счет увеличения номинальной емкости конденсатора фильтра. Такой подход оказывает положительное влияние на эффективность (КПД), а также, что особенно важно в рассматриваемом нами ключе, снижает риск нестабильности, связанной с появлением на определенных частотах отрицательного входного импеданса, что приводит не к подавлению помех, а к еще большей их генерации [8].

Если вместо рекомендуемых электролитических конденсаторов в качестве элементов фильтра выбирают многослойные керамические конденсаторы (MLCC — Multilayer ceramic capacitor), например WCAP-CSGP с керамикой класса 2 (X5R, X7R) от компании Würth Elektronik, то необходимо учитывать, что частота среза фильтра будет в значительно большей степени отклоняться от расчетной, а пульсация напряжения окажется выше, чем предполагалось при проектировании. Это связано с тем, что поведению керамики класса 2 присуща достаточно сильная зависимость от емкости с учетом следую-

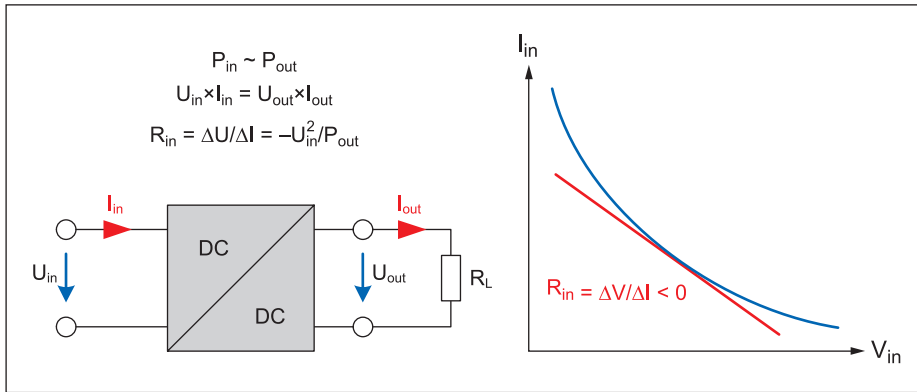


Рис. 7. Поскольку выходное напряжение остается постоянным даже в случае падения входного напряжения, то логично, что для сохранения выходной мощности входной ток преобразователя должен повышаться

щих факторов, оказывающих дополнительное негативное воздействие:

- напряжение (уменьшение емкости в зависимости от прилагаемого напряжения постоянного тока);
- старение (временная деградация);
- частота;
- температура.

Так что, учитывая сказанное, при проектировании фильтров для импульсных преобразователей предпочтительны алюминиевые электролитические конденсаторы или их связка с MLCC (подробно о выборе конденсаторов для подавления помех и пульсаций в DC/DC-преобразователях [6, 7]). Кроме того, их относительно высокое ESR, по сравнению с MLCC-конденсаторами, оказывает положительный эффект, поскольку его наличие приводит к более эффективному демпфированию и уменьшению добротности колебательного контура, образованного LC-фильтром, чем более низкое ESR, свойственное многослойным керамическим конденсаторам. В данном случае низкое ESR — не плюс, а минус, однако это не касается вопросов, связанных с отдачей тока. Здесь MLCC-конденсаторы вне всякой конкуренции.

В современных импульсных DC/DC-преобразователях MLCC-конденсаторы с керамикой класса 2 обычно используются в качестве входных и выходных конденсаторов по следующим причинам:

- низкое значение эквивалентного последовательного индуктивного сопротивления (equivalent series inductance, ESL) и низкое ESR позволяют быстро зашунтировать или отдать высокий импульсный ток;
- низкое значение ESR дает им возможность работать на высокой мощности и обеспечить малый уровень пульсаций напряжения;
- экономия пространства благодаря высокой удельной объемной емкости керамики класса 2.

Однако, когда MLCC-конденсаторы без принятия специальных мер используются в качестве входных конденсаторов, они всту-

пают во взаимодействие с индуктивностью фильтра или паразитной индуктивностью линий подключения. В этом случае при скачкообразном изменении входного напряжения, то есть при наличии резкого фронта, на входе преобразователя могут возникать переходные процессы в виде с разной скоростью затухающих гармонических колебаний. Такие колебания вызваны отрицательным входным сопротивлением в сочетании с создаваемой схемой колебательным контуром. Этот контур образуется индуктивностью фильтра и входным MLCC-конденсатором и по причине высокой добротности характеризуется резко выраженным резонансным пиком. Поскольку по своей природе отрицательный импеданс не поглощает энергию, а, наоборот, способен ее отдавать, то вместе с паразитными и штатно используемыми индуктивностями это и приводит к генерации на частоте колебательного контура. Здесь контур питается остаточной энергией, которую преобразователь во время переходного процесса не поглощает. Из-за импульсного характера поведения преобразователя наличие на его входе емкости C является абсолютной необходимостью. Однако в рассматриваемом нами контексте индуктивность L может быть не только индуктивностью фильтра, но и некой ESL, или индуктивностью проводников, определяемой конфигурацией печатной платы. Во время переходного процесса это приводит к кратковременному

возникновению отрицательного входного сопротивления и означает, что нежелательные колебания могут возникать даже в тех случаях, когда LC-фильтры не использованы разработчиком.

Рассматриваемый отрицательный импеданс может привести к целому ряду проблем:

- Дестабилизации контура обратной связи управления и регулирования выходного напряжения. Дестабилизация возникает в том случае, когда частотный спектр отрицательного импеданса на входе перекрывает полосу пропускания контура управления.
- Поскольку в случае резонанса напряжение претерпевает так называемое перерегулирование, это может привести к повреждению активных и пассивных компонентов преобразователя.
- Является еще одной причиной генерации ЭМП и нарушения требований ЭМС.

Риски, создаваемые отрицательным импедансом, возрастают, если уровень входного напряжения снижается и достигает своего минимума. Дело в том, что, когда входное напряжение находится на минимально допустимом уровне, преобразователь в соответствии с законом сохранения энергии берет наибольший входной ток (рис. 7).

В настоящее время лучшим способом избежать столь нежелательных эффектов является подавление таких паразитных резонансов. Это может быть достигнуто с помощью SMD-резистора, имеющего низкую собственную индуктивность. Он устанавливается последовательно с конденсатором, который блокирует напряжение постоянного тока (рис. 8).

Критерий стабильности при выборе демпфирующих элементов может быть определен как:

$$\frac{L_{\text{filter}} / (C_{\text{filter}} \times R_{\text{damp}}) \ll R_{\text{in}}}{|Z_{\text{out, filter}}| \ll |Z_{\text{in, smps}}|}$$

Целью этого подхода должно быть достижение добротности паразитного колебательного контура до уровня $Q = 1$ или коэффициента затухания ζ (zeta), равного 0,707. Во многих случаях вместо дополнительного резистора R_{damp} используется электроли-

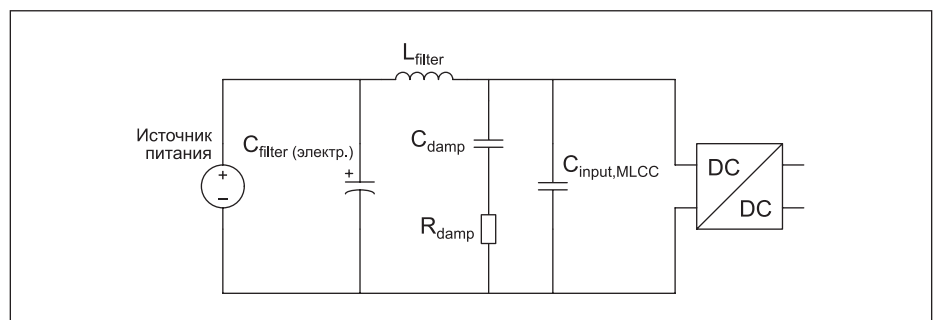


Рис. 8. Вариант подавления переходных процессов — SMD-резистор R_{damp} включенный последовательно с конденсатором C_{damp}

тический конденсатор с соответствующим высоким ESR. Однако нередко это означает «выстрел в белый свет», поскольку ESR является параметром, сильно зависящим от частоты и температуры, а разработчик часто даже не знает, в каком частотном спектре будут возникать нежелательные колебания. Несмотря на это, электролитический конденсатор может использоваться как своеобразный фильтр-конденсатор.

Как уже говорилось, здесь применяется общее утверждение, гласящее, что чем ниже значение L , тем выше значение C и тем меньше опасностей возникновения отрицательного входного сопротивления, поскольку вклад индуктивности в модуль полного сопротивления $|Z_{in}|$ в данном случае падает.

Демпфирующий конденсатор, для того чтобы избежать конфликта с входным импедансом, должен быть по номиналу примерно в четыре раза больше емкости штатного входного конденсатора. Кроме того, демпфирующий конденсатор на резонансной частоте должен иметь более низкий импеданс, чем демпфирующий резистор. Это необходимо, чтобы гарантировать способность демпфирующего резистора эффективно ослабить резонансный пик фильтра.

Достаточный коэффициент затухания $\zeta = 0,707$ определяется как:

$$n = C_{damp} / C_{input}$$

$$\zeta = \frac{n+1}{n} \times \frac{L_{filter}}{2R_{damp} \sqrt{L_{filter} \times C_{input}}}$$

В зависимости от заданного коэффициента демпфирования сопротивления R_{damp} обычно выбирают в пределах 0,1–4,7 Ом, а достичь стабильности поведения петли регулирования DC/DC-преобразователя можно простым измерением с помощью датчика тока. При этом необходимо тщательно контролировать амплитуду тока на входном конденсаторе во всем динамическом диапазоне преобразователя. Когда поведение тока, протекающего через входной конденсатор, соответствует ожидаемым переходным процессам, преобразователь будет стабилен по отношению к приходным процессам во всем диапазоне входных напряжений. Однако если в результате измерений будет обнаружена слишком большая амплитуда тока, не соответствующая ожидаемой, то для повышения демпфирования нужно принять дополнительные меры.

Выходные фильтры и проблема ЭМП

Выходные фильтры, как правило, используются для дополнительного уменьшения остаточных пульсаций выходного напряжения. Когда падение напряжения на катушке индуктивности фильтра (как мы помним, она имеет собственное активное сопро-

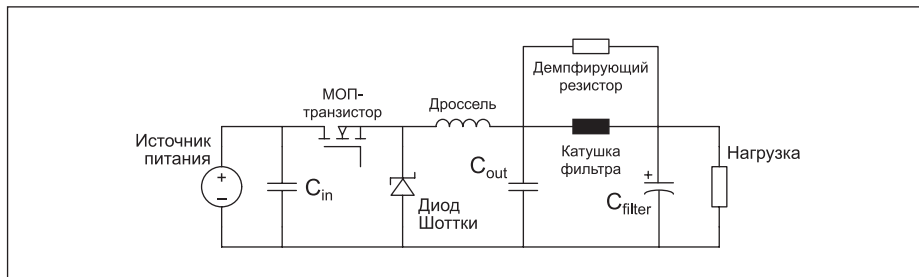


Рис. 9. Демпфирование выходного фильтра путем подключения демпфирующего резистора параллельно катушке индуктивности фильтра

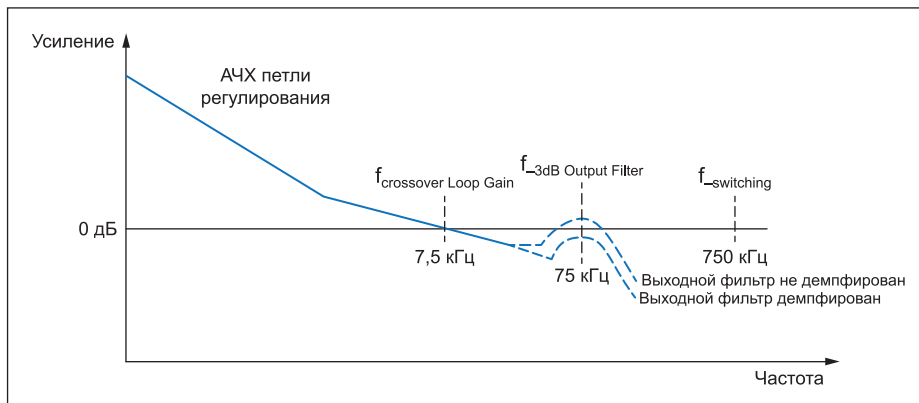


Рис. 10. Поведение АЧХ петли регулирования импульсного преобразователя с выходным фильтром, входящим в петлю обратной связи регулирования выходного напряжения

тивление по постоянному току — RDC) не может быть проигнорировано, выходное напряжение для организации петли обратной связи, обеспечивающей стабилизацию, должно быть снято уже после этого фильтра, а не (как обычно бывает) непосредственно на выходном конденсаторе преобразователя.

Если в конструкции предусмотрен выходной фильтр, находящийся внутри обратной связи по напряжению, в этом случае обязательно следует учитывать соответствующие точки перегиба ее АЧХ. Это необходимо для того, чтобы не подвергать опасности преобразователь из-за нарушения стабильности контура управления выходным напряжением. Так что здесь, как и в ранее рассмотренном случае с входным фильтром, выходной фильтр должен быть демпфирован (рис. 9).

Номинал демпфирующего сопротивления R_{damp} для выходного фильтра рассчитывается как:

$$R_{damp} = \sqrt{L_{filter} / C_{filter}}$$

Типичное значение индуктивности для организации выходного фильтра составляет 0,47–2,2 мкГн. Кроме того, RDC катушки должно быть небольшим, а частота собственного резонанса SRF — как можно выше. С этой точки зрения отлично подходят предлагаемые компанией Würth Elektronik катушки WE-PMCI, WE-MAPI, WE-HCI или WE-LHMI. Важным аспектом при выборе R_{damp} в данном случае является то, что оно должно быть значительно

больше, чем RDC используемой в нем катушки индуктивности, чтобы не уменьшать вносимое фильтром затухание.

Вместо классической индуктивности здесь можно, как и в случае входного фильтра, использовать многослойный феррит-элемент WE-MPSB. Подходящими в качестве фильтрующих конденсаторов являются компактные SMD электролитические конденсаторы от Würth Elektronik WCAP-ASLL и WCAP-ASLI в диапазоне номинальных емкостей 10–100 мкФ. При проектировании выходного фильтра по причинам, приведенным выше, нежелательно применять многослойные керамические конденсаторы с керамикой класса 2.

Кроме того, схема компенсации контроллера преобразователя должна быть пересчитана. Это связано с тем, что такой выходной фильтр формирует дополнительный полюс на АЧХ петли регулирования. На рис. 10 представлен пример изменения поведения АЧХ петли регулирования DC/DC-преобразователя с рабочей частотой 750 кГц с компенсацией для вариантов:

- выходной LC-фильтр с частотой среза 75 кГц по уровню –3 дБ (демпфированный и не демпфированный);
- частота единичного усиления компенсированного контура управления 0 дБ на частоте 7,5 кГц.

В большинстве случаев частота среза фильтра для подавления ЭМП задается как 0,1 от рабочей частоты преобразователя.

Это справедливо и для выходного фильтра, причем частота единичного усиления 0 дБ компенсированного контура управления должна быть установлена по меньшей мере еще в 10 раз ниже, поскольку здесь уже наблюдается поворот фазы, и нарушение указанных условий приведет к уменьшению запаса по фазе, а значит, повредит устойчивость петли регулирования в системе.

Во всех повышающих преобразователях, работающих в так называемых непрерывных режимах (режим стабилизации непосредственно напряжения и режим стабилизации методом непрерывных токов — ССМ, continuous current mode), необходимо учитывать наличие нуля в правой полуплоскости (right half plane zero, RHPZ), который является критерием устойчивости [9].

Решение состоит в том, чтобы выбрать параметры петли обратной связи с частотой среза существенно ниже самой низкой частоты появления нулей. Однако это имеет определенный недостаток, поскольку приводит к ухудшению времени реакции DC/DC-преобразователя на ступенчатое изменение нагрузки. Для того чтобы устранить эту проблему, необходимо использовать преобразователь в режиме прерывистых токов (discontinuous current mode, DCM), что усложняет решение его контроллера. Так что для рассматриваемого в данной статье варианта DC/DC-преобразователя при выбо-

ре полосы пропускания контура управления имеются ограничения еще и снизу. В общем случае разнос частот от полюса АЧХ петли регулирования преобразователя должен быть также равен не менее 0,1 от его рабочей частоты. В данном варианте рекомендуется использовать отношение $(f_{RHPZ}/f_0) > 10$ (равно по определению одной декаде), где f_{RHPZ} — это частота нуля в правой полуплоскости, определяется как $f_{RHPZ} = (R_{load}/2\pi L)$ (U_{in}/U_{out}); а частота полюса f_0 определяется как:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{power} \times C_{out}}} \times \frac{U_{in}}{U_{out}}$$

В следующей части статьи мы перейдем к практическим вопросам и проанализируем два прототипа DC/DC-преобразователя, выполненных по одному техническому заданию, но с разными подходами в части решения проблемы ЭМС. ■

Литература

1. Nadler A. Impact of the layout, components, and filters on the EMC of modern DC/DC switching controllers. Application Note. Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG. www.element14.com/community/docs/DOC-88179/1/anp044-impact-of-the-layout-components-and-filters-on-the-emc-of-modern-dcdc-switching-controllers
2. Rall B., Zenkner H., Gerfer A., Dr. Brander T. Trilogy of Magnetics. 4th edition. Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG. www.we-online.de/web/en/electronic_components/produkte_pb/fachbuecher/fachbuecher.php
3. Рентюк В. Что нужно знать об испытаниях на выполнение требований по ЭМС для изделий коммерческого назначения // Компоненты и технологии. 2017. № 7.
4. www.we-online.com/web/en/wuerth_elektronik/start.php
5. Holzbrecher M. The world's first peak current load SMD ferrite The Multilayer Power Suppression Bead ANP028. Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG. www.we-online.de/web/de/electronic_components/produkte_pb/application_notes/anp028.php
6. Рентюк В. Электролитические конденсаторы: традиционные или полимерные, вот в чем вопрос // Компоненты и технологии. 2017. № 9.
7. Рентюк В. Проблема оптимального выбора комбинации входных и выходных конденсаторов для подавления пульсаций и помех DC/DC-преобразователей. Часть 1. Часть 2 // Компоненты и технологии. 2016. № 11, 12.
8. Bramanpalli R. Negative input resistance of switching regulators. Application Note, Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG. www.we-online.com/anp008
9. Zaitis R. Voltage Mode Boost Converter Small Signal Control Loop Analysis Using the TPS61030. Texas Instruments SLVA274A. May 2007 — Revised January 2009. www.ti.com/lit/an/slva274a/slva274a.pdf