

Подавление электромагнитных помех во входных цепях преобразователей постоянного напряжения

Виктор ЖДАНКИН
victor@prosoft.ru

В статье рассматриваются причины возникновения помех на входе импульсных преобразователей напряжения, способы измерения кондуктивных помех, вызванных пульсирующим током преобразователей, и представлена методика разработки входных фильтров для подавления помех и повышения качества поставляемой электроэнергии. Несмотря на то, что описанные принципы являются универсальными, здесь они сформулированы специально для гибридно-пленочных DC/DC-преобразователей Interpoint на основе рекомендаций специалистов компании [1, 2].

Импульсные преобразователи постоянного напряжения — это естественные генераторы узкополосных спектральных составляющих токовых шумов на входе, содержащие гармоники основной частоты переключения (рабочей частоты) и гармоники более высокого порядка. Многие преобразователи напряжения Interpoint имеют на входе встроенные простейшие LC-фильтры с небольшим коэффициентом подавления, состоящие из одного индуктивно-емкостного (LC) звена, которое уменьшает дифференциальные составляющие спектров шумов приблизительно до 30 мА (от пика до пика). Этот уровень достаточен для многих применений. Тем не менее там, где необходимы меньшие пульсации входного тока или обеспечение соответствия регламентам военных стандартов (MIL-STD) или другим требованиям к уровню электромагнитных помех (ЭМП), как правило, требуется применение внешних сглаживающих фильтров на шине питания.

Гибридно-пленочные DC/DC-преобразователи Interpoint собраны на керамических подложках, служащих в качестве печатных плат, обеспечивающих низкое тепловое сопротивление к основанию корпуса преобразователя, на котором смонтирована подложка. Основание металлического корпуса преобразователя, являющееся основанием шасси (блока), выполнено из толстой стали и обеспечивает в преобразователе теплоотвод для внутренних силовых компонентов. В качестве керамического материала используется оксид алюминия, имеющий диэлектрическую постоянную приблизительно 8. Толщина подложки колеблется в диапазоне 0,5–1 мм. Вследствие наложения площадей поверхностей компоненты силовой цепи и проводники имеют паразитные емкости на монтажное основание (шасси). Значение емкости зависит от площади, занимаемой элементом на подложке, и толщины. Высокое значение изменения напряжения dV/dt , связанное с импульсным преобразованием мощ-

ности, вызывает токовые синфазные помехи $I_{CM} = C(dV/dt)$, которые будут распространяться внутри и за пределами шасси при каждом переключении силового ключа MOSFET и выпрямителей (диодов). Схема распространения помех представлена на рис. 1, где показана спектральная характеристика узкополосного шума и функциональная схема силовой цепи для однотактного прямоходового преобразователя — эта топология является наиболее типичной для преобразователей Interpoint. Паразитные синфазные токи покидают шасси и возвращаются обратно в преобразователь через входные шины или наоборот.

В качестве примера силового компонента, возбуждающего токи синфазных помех в шасси преобразователя, используется основной переключающийся MOSFET, смонтированный на подложке. Транзистор MOSFET — один из многих компонентов, ток которого протекает через основание преобразователя. Наложенные площади поверхностей MOSFET и основания преобразователя образуют обкладки конденсатора. Керамическая подложка электрически изолирует MOSFET от шасси и служит диэлектриком для конденсатора. Каждый раз, когда силовой MOSFET закрывается, основной трансформатор начинает размагничиваться и устанавливается высокое напряжение на стоке MOSFET. Необходимо заметить, что подробно и увлекательно принцип работы однотактного прямоходового преобразователя напряжения — энергетически наиболее эффективной структуры источника электропитания — рассмотрен в статьях [3, 4], где представлены реальные диаграммы напряжений и токов, а также рассказано о решениях, направленных на снижение перегрузки по напряжению и на повышение КПД.

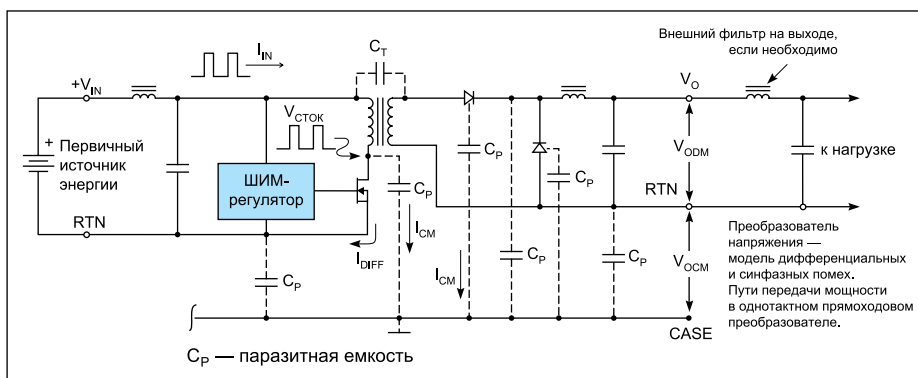


Рис. 1. Определение проблемы электромагнитных помех

При размагничивании магнитопровода трансформатора его индуктивность рассеяния и индуктивность намагничивания будут создавать ток в паразитной емкости, образованной совмещенными площадями поверхностей и представленной на рис. 2 как паразитная емкость C_p . Ток через паразитную емкость будет протекать от нижней части помеченного точкой конца трансформатора. Любой ток, вытекающий из нижнего конца трансформатора, будет возвращаться в его верхнюю часть (без точки). Для того чтобы достичь верхней части трансформатора (без точки), ток, втекающий в паразитную емкость, вытекает на шасси, поступает в схему стабилизации полного сопротивления шины (Line Impedance Stabilization Networks — LISN) через зажим заземления, проходит через эквивалент сети (LISN), далее втекает в преобразователь через его силовые шины. Анализатор спектра подключается к измерительным портам параллельно сопротивлениям R_1 и R_2 (рис. 2). Поскольку входной импеданс спектрального анализатора равен 50 Ом, сопротивления R_1 и R_2 выбирают равными 50 Ом. Порт, не подключенный к спектральному анализатору, должен заканчиваться сопротивлением 50 Ом. Когда MOSFET выключается (не показано на схеме), емкость будет разряжаться и синфазный ток выйдет из преобразователя через силовые проводники, через эквивалент сети и втечет обратно в преобразователь через шасси. В том случае, когда тестирование осуществляется согласно MIL-STD-461C, эквивалент сети (LISN) не применяется, но принцип — как ток протекает и каким образом он измеряется — является аналогичным. Другой источник синфазной помехи — ток через любую емкость между первичной и вторичной обмотками основного трансформатора. Любой ток, протекающий между первичной и вторичной обмотками трансформатора, найдет путь обратно в первичную цепь преобразователя. Установка конденсаторов между общим проводом выходной цепи и шасси и между общим проводом первичной цепи и шасси позволяет перенаправить данный ток обратно в первичную цепь, которой он принадлежит. Любые токи, протекающие по этой цепи, не пройдут через испытательную аппаратуру и не будут измерены анализатором спектра. Эти синфазные токи, протекающие через шасси и трансформатор, усложняют и добавляют другой аспект к проблеме подавления ЭМП.

Предыдущее обсуждение синфазных токов связано с переключениями MOSFET. Однако в то время как MOSFET включается, большой ток протекает через транзистор, поскольку он фактически включается на короткозамкнутый силовой трансформатор (величина тока ограничена индуктивностью рассеяния трансформатора). Этот выброс тока с высокочастотным переходным процессом протекает через первичную цепь [4]. В идеале такой

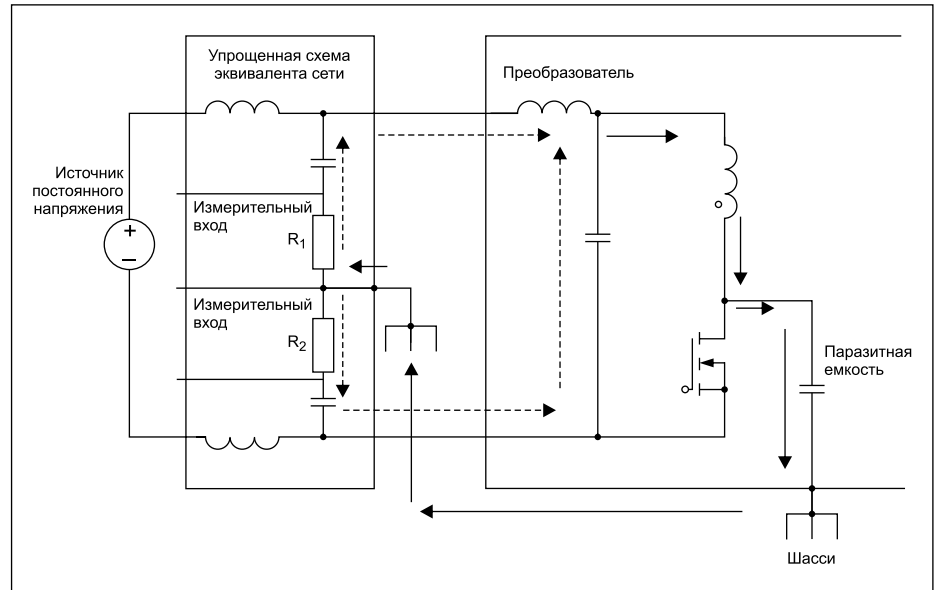


Рис. 2. Цепь протекания тока синфазных помех

импульс тока должен втекать в провод положительного напряжения и полностью возвращаться через обратный провод в первичный источник напряжения 28 В. В том случае, когда это происходит, помеха будет полностью дифференциальной и может быть ослабленной дополнительными звеньями LC-фильтра, подобного неполному фильтру на входе, показанному во входной цепи (рис. 1). Это звено дифференциального фильтра низких частот, которое работает для токов помех в одной линии относительно другой.

Поскольку синфазные гармоники протекают через шасси, которое представляет собой часть шин питания, имеется гармоника тока помех, находящаяся в фазе с обеими входными линиями. Это требует применения фильтра дифференциального типа,

где используется симметричный дроссель и шунтирующий конденсатор по меньшей мере между шиной 28 В и обратным проводом. Такая схема является звеном синфазного фильтра и должна быть частью любого низкочастотного фильтра шины питания. Симметричный дроссель работает в качестве низкого импеданса последовательно с шинами питания для токов дифференциальных помех, что обусловлено фазировкой симметричного дросселя (рис. 3). С такой фазировкой ампер-витки по постоянному току будут нулевыми, так как постоянный ток протекает в точку (начало) одной обмотки и вытекает из точки (начала) другой обмотки. С другой стороны, они будут являться высоким импедансом для тока в фазе с обеими обмотками, поскольку ток, втекающий в начало (точку)

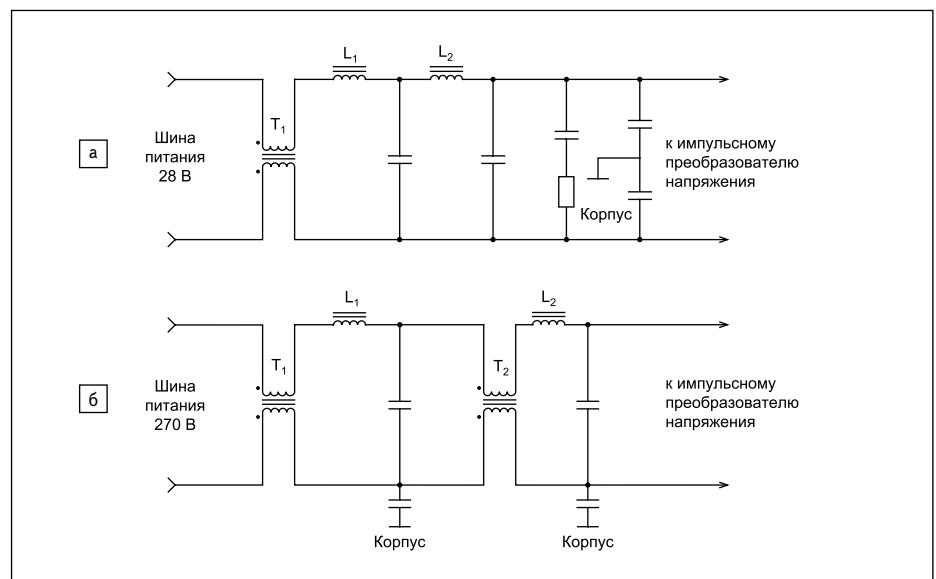


Рис. 3. Примеры схем фильтров шины питания:

а) схема фильтра для низковольтных систем питания; б) схема фильтра для систем питания повышенного напряжения

одной обмотки, будет иметь одинаковое значение с током, втекающим в начало другой обмотки. В этом случае ампер-витки не будут нейтрализованы и представляют высокий импеданс симметричного дросселя. Шунтирующий конденсатор действует в качестве низкого импеданса между возвратным проводом и корпусом, позволяя синфазным токам возвращаться в преобразователь, где они и должны быть, эффективно симметрируя шину питания и ослабляя спектр помех синфазного вида. Любой ток, протекающий по этой цепи, не будет протекать через испытательную аппаратуру и не будет измерен спектральным анализатором.

Модули фильтрации Interpoint для систем питания постоянного тока разработаны для обеспечения соответствия нормам кондуктивных помех, установленных стандартом MIL-STD-461C, тест CE03. Некоторые модели фильтров также отвечают требованиям, установленным стандартами MIL-STD-461D/-E/-F, тест CE102. Эти фильтры имеют топологии, подобные представленным на рис. 3, и могут использоваться с преобразователями Interpoint в пределах их нормированного максимального тока. Несколько преобразователей напряжения могут применяться с одним фильтром, если нормированное значение тока в линии не превышено и ограничивающие условия компоновочной схемы, которые будут представлены позднее, соблюдены. При определении максимального значения входного тока в линии должен учитываться параметр преобразователя напряжения с регулированием методом широтно-импульсной модуляции (ШИМ) — отрицательное значение активной составляющей дифференциального входного сопротивления. Для этих устройств справедливо, что $P_{IN} = (V_{IN})(I_{IN})$, и $I_{IN} = (P_{IN})/(V_{IN})$, когда они работают при постоянной нагрузке. Важно определить максимальный постоянный ток при максимальной нагрузке и минимальном входном напряжении сети. Входная мощность P_{IN} равна выходной мощности P_{OUT} , деленной на значение КПД, представленное десятичной дробью. Когда максимальный входной ток известен, подходящий фильтр может быть выбран из номенклатуры Interpoint. В некоторых случаях понадобится демпфирующая RC-цепь, включенная параллельно шинам питания и размещенная между преобразователем и фильтром, что будет рассмотрено далее. При необходимости специалисты Interpoint окажут помощь в расчете демпфирующей цепи.

Вероятные проблемы и коллизии с электромагнитными помехами

Отрицательное дифференциальное входное сопротивление преобразователей напряжения с ШИМ-регулированием может стать проблемой при испытании, а также в реальном системном применении, если при подключении их входа не проявляется осторожность. Импеданс первичного источника должен учитываться как импеданс, при взгляде из входных соединителей преобразователя на первичный источник постоянного тока. Это будет включать первичный источник постоянного тока и все другие компоненты, расположенные между первичным источником напряжения и преобразователем напряжения.

В том случае, когда импеданс источника первичного напряжения, который включает внешний фильтр ЭМП, выше отрицательного импеданса преобразователя напряжения, гарантировано возникновение автоколебаний с нарушением работоспособности и возможным повреждением преобразователя с ШИМ-регулированием. Чтобы избежать этого, импеданс первичного входного источника питания должен быть меньше, чем входной импеданс преобразователя ШИМ, при наименее возможном входном напряжении и максимальной нагрузке. Внутренний входной фильтр преобразователя не должен учитываться в качестве части входного импеданса преобразователя. Научная методика расчета параметров двухзвенного фильтра с возможностью уменьшения выходного сопротивления двухзвенного фильтра для обеспечения устойчивой работы системы «входной фильтр — преобразователь» предложена в работе [5].

На рис. 4 кривая $(V_{IN})(I_{IN}) = P_{IN}$ вычерчена с использованием значения 20 Вт для P_{IN} и представляет собой гиперболу. Если взять

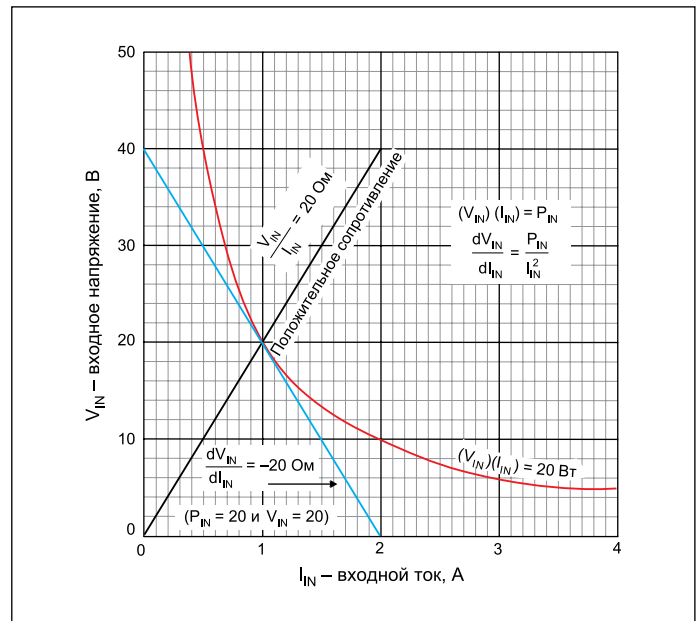


Рис. 4. Дифференциальный отрицательный входной импеданс Z

производную V_{IN} по I_{IN} (dV_{IN}/dI_{IN}) — определение дифференциального входного импеданса, — результат будет отрицательным. Установленное значение 20 В для V_{IN} и вычерченная результирующая касательная к гиперболе имеет явно отрицательный наклон. Противоположно, прямая линия с положительным наклоном для нормальной сопротивляемости 20 Ом также представлена. Обратившись к гиперболе, можно заметить, что небольшое уменьшение напряжения V_{IN} приводит к увеличению тока при постоянно повышающейся скорости, так как V_{IN} продолжает уменьшаться, приводя в итоге к нарушению устойчивости. Точка пересечения имеет место, когда импеданс источника становится равным отрицательному входному импедансу, что может вызвать автоколебания во всем диапазоне напряжения питания.

Предшествующий пример иллюстрирует основную проблему применительно к постоянному току, но на самом деле она более сложная. Преобразователь напряжения может иметь выходной фильтр второго порядка в пределах полосы частот его контура управления, который, вероятно, будет недостаточно демпфированным. Около резонансной частоты выходного фильтра преобразователя отрицательный входной импеданс будет меньше, чем расчетное значение на постоянном токе; точное значение зависит от добротности Q выходного фильтра, сопротивления нагрузки, емкостной нагрузки и коэффициентов усиления контура обратной связи и компенсации прямой связи, если это осуществлено. Уменьшение значения импеданса по постоянному току второе при предположении наименьшего входного напряжения, параметра максимальной выходной мощности преобразователя должно быть достаточно, чтобы устранить проблемы с импедансом. Пример сравнения импеданса первичного источника питания по отношению к входному импедансу преобразователя приведен на рис. 18.

Оригинальные методы расчета входного сопротивления преобразователя, выходного сопротивления фильтра с применением универсальной автоматизированной программы расчета процессов в электрических цепях FASTEMAN, а также определение границ автоколебательного режима в системе «входной фильтр — преобразователь» представлены в работе [6].

Испытательные стенды: MIL-STD-461C тест CE03 в сопоставлении с MIL-STD-461D тест CE102

Испытательные стенды для проведения тестирования эмиссии кондуктивных помех на соответствие технических средств требо-

ваниям стандартов MIL-STD-461C и MIL-STD-461D показаны на рис. 5 и 6. Стандарты MIL-STD-461E и F подобны стандарту MIL-STD-461D. В данном исследовании в качестве сопоставления с MIL-STD-461C применяется стандарт MIL-STD-461D. Согласно MIL-STD-461C (рис. 5) измерения токовых помех производятся токовыми пробниками (щупы для замера величины тока), единицы измерения дБ·мкА, где дБ·мкА определена как дБ относительно 1 мкА. Например, 10 мкА есть 20 дБ·мкА и 100 мкА есть 40 дБ·мкА. Подключение шины питания устройства тестируется на протяжении 1 м длины параллельных линий, которые соединены с заземленной плоскостью через высококачественные конденсаторы емкостью 10 мкФ. Суммарная индуктивность параллельных линий составляет примерно 2 мкГн. По существу, соединение тестируемого образца имеет небольшой импеданс и совместно со всеми импульсными источниками питания с ШИМ-регулированием, за исключением очень мощных преобразователей.

На рис. 6 представлена установка для измерения кондуктивных помех согласно требованиям стандарта MIL-STD-461D. В стандарте MIL-STD-461D применяется схема стабилизации полного сопротивления шины (Line Stabilization Networks — LISN) — эквивалент сети, что предпочтительней, чем токовые пробники для проведения измерений токовых помех. Эквивалент сети LISN имеет дроссель 50 мкГн, включенный последовательно с каждой линией питания (общее значение 100 мкГн) таким образом, что импеданс соединения не столь низкий, как в случае MIL-STD-461C. Схема эквивалента сети LISN и передаточная функция показаны на рис. 7. По сути, эквивалент сети LISN является фильтром высокого порядка для измерительных средств с входным сопротивлением 50 Ом. Токковые помехи в пределах измерения полосы частот возвращаются через резистор 50 Ом, поэтому единицей измерения является дБ·мкВ, что предпочтительней, чем дБ·мкА. Шкала стандарта MIL-STD-461D смещена относительно шкалы MIL-STD-461C на 34 дБ (рис. 8), где линия нормированных значений увеличена на 34 дБ и представлена в дБ·мкВ на графике MIL-STD-461D по отношению к линии нормированных значений (нормы радиопомех) MIL-STD-461D. Поправка 34 дБ получается из выражения $20\lg 50$, где 50 Ом является входным импедансом измерительного прибора. Приблизительно ниже 1,3 МГц нормированная кривая MIL-STD-461C становится более плавной, чем в стандарте MIL-STD-461D, хотя в области более высоких частот наблюдается противоположное. Для фильтров, разработанных для обеспечения соответствия только требованиям стандарта MIL-STD-461C, предельные в выходных условиях спецификации могут быть ожидаемыми ниже 1,3 МГц при измерении кон-

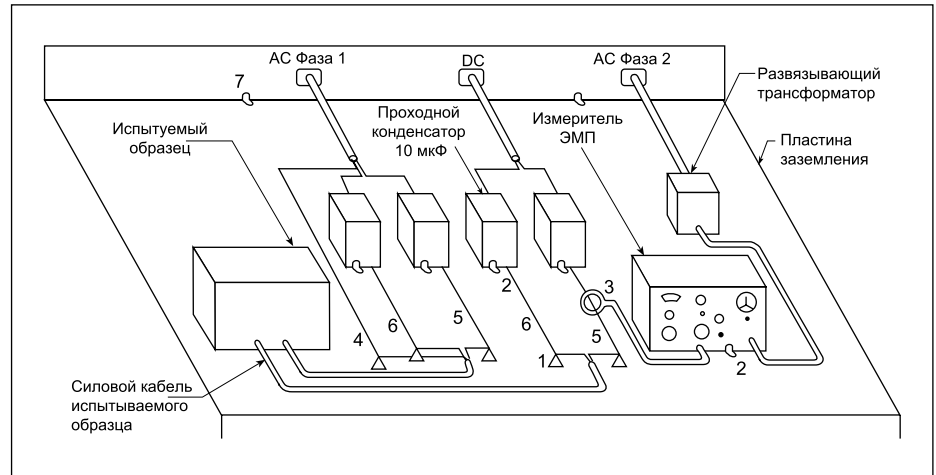


Рис. 5. Испытательная установка кондуктивных помех MIL-STD-461C согласно 462C

(типичная измерительная установка с токовым зондом для измерений кондуктивных помех в шине питания):
1 — зазоры 5 см; 2 — подключение к пластине заземления с низким импедансом; 3 — токовый зонд;
4 — заземление на шасси образца для испытаний; 5 — сторона высокого напряжения; 6 — обратный провод

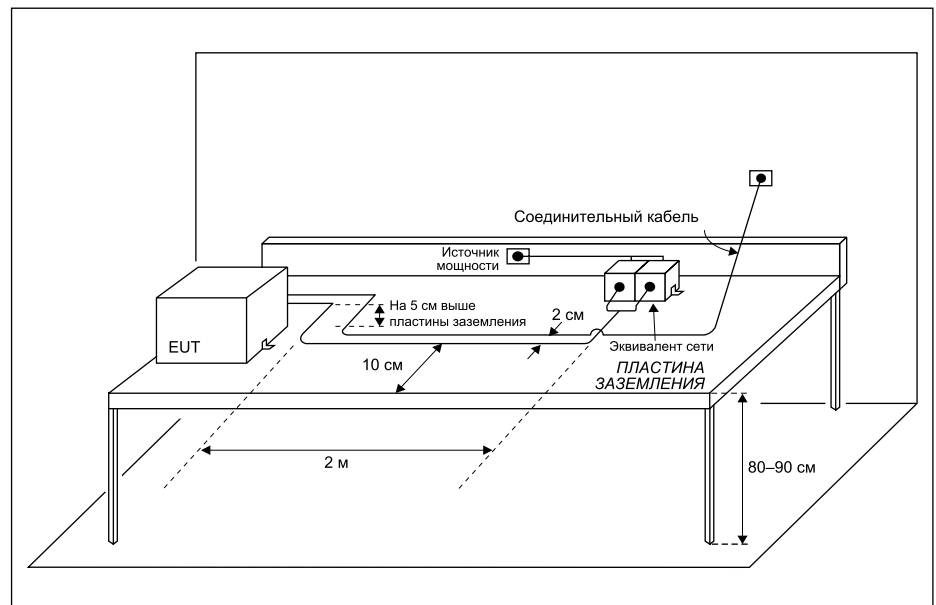


Рис. 6. Испытательная установка для измерения кондуктивных помех MIL-STD-461D согласно 462C

дуктивных помех, выполненном согласно MIL-STD-461D. Например, различие около 12 дБ на частоте 500 кГц. Дополнительное подавление может быть наилучшим образом достигнуто добавлением небольшого симметричного дросселя последовательно с входом преобразователя напряжения или сетевого фильтра. Обычно достаточно синфазной индуктивности от 100 до 200 мкГн на обмотку, а симметричный дроссель может быть намотан бифилярно.

Там, где требования к системе сформулированы согласно стандарту MIL-STD-461D, E или F, важно заранее распознать любые проблемы в схеме, так как позднее для их исправления, как уже говорилось, понадобятся дополнительные компоненты. При испытании проблема с устойчивостью из-за 50-мкГн дросселя, установленного последо-

тельно в каждом проводе питания (суммарно 100 мкГн), требует особого внимания, когда входная мощность импульсного источника питания с ШИМ-регулированием больше, чем примерно 10 Вт для 28-В системы. Когда мощность менее 10 Вт, ничего не требуется, кроме установки шунтирующего конденсатора, как было показано в предыдущей главе. Некоторые стандарты ряда 461 позволяют использовать эквивалент сети с дросселями меньшего значения, которые предпочтительней для большинства применений. Для шин питания с более высоким напряжением решение задачи усложняется вследствие меньшего входного тока при данном уровне мощности. Например, для значения 270 В уровень мощности, при котором нет проблем с устойчивостью, равен приблизительно 200 Вт по сравнению с 10 Вт для значения 28 В.

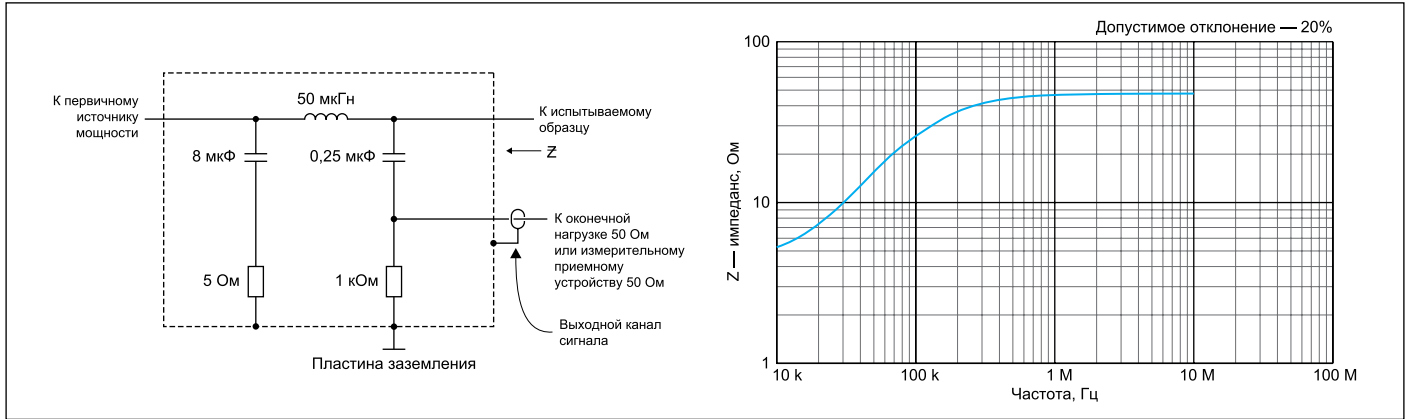


Рис. 7. Эквивалент сети согласно MIL-STD-461D и его передаточная функция

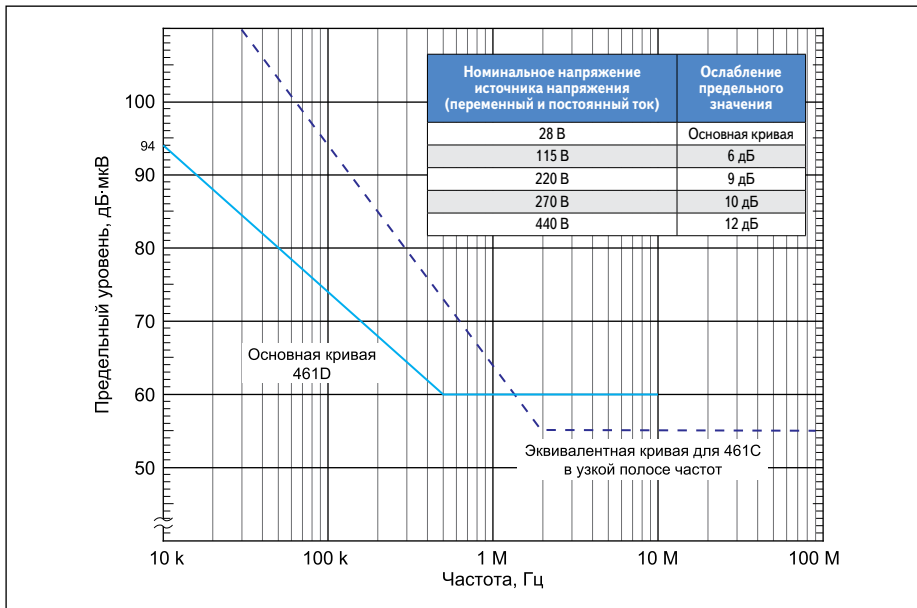


Рис. 8. Нормировочные линии MIL-STD-461C в сопоставлении с MIL-STD-461D

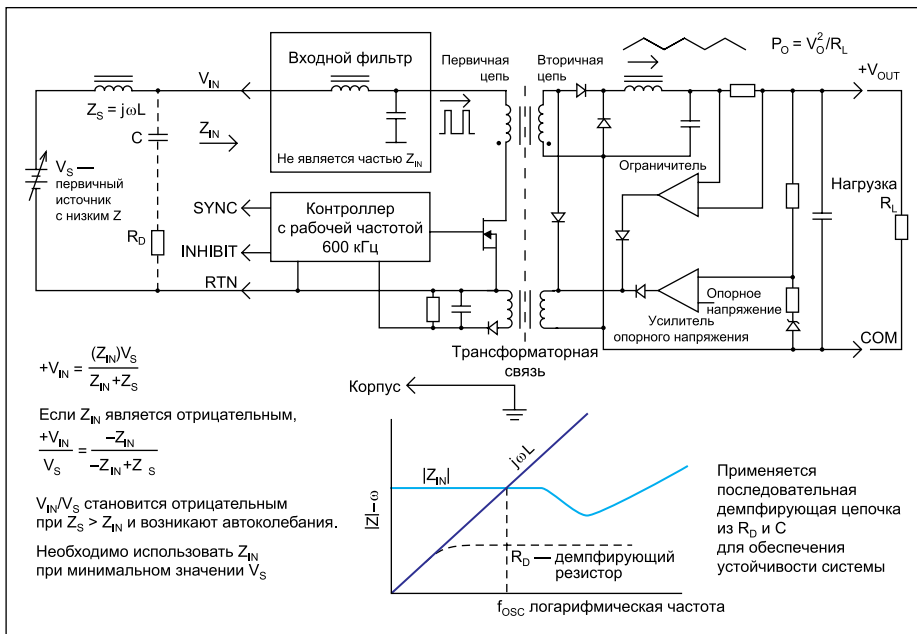


Рис. 9. Пример устойчивости источника питания с ШИМ-регулированием

Проблема с дросселями, включенными последовательно с входом импульсного источника питания с ШИМ-регулированием, показана на рис. 9. В качестве примера взят одиночный однотактный прямоходовой преобразователь с простейшим LC-фильтром на входе. Последовательный дроссель, который может быть представлен внутренним дросселем эквивалента сети LISN или любой другой дополнительной индуктивностью, показан в проводе положительного напряжения. На графике зависимости модуля импеданса от частоты (логарифмический масштаб) реактивное индуктивное сопротивление $j\omega L$ представлено в виде прямой линии — увеличивающаяся от частоты функция. Входное сопротивление источника питания изображено в виде горизонтальной линии с провалом на нижней резонансной частоте выходного фильтра. Пересечение уровня 0 дБ коэффициента усиления контура регулирования будет за пределами провала. На частоте, где наклонная линия реактивного индуктивного сопротивления $j\omega L$ пересекает горизонтальную линию входного импеданса, возможно самовозбуждение, если ничего не предпринято для предотвращения этого. В данном случае полезным средством становится демпфирующая цепочка, включенная параллельно входу преобразователя напряжения, показанная пунктирной линией в виде последовательного соединения R_D и C . Цель включения цепочки — изменение импеданса первичного источника от $j\omega L$ до более низкого постоянного значения R_D , как это представлено на графике (рис. 9). Шунтирующие компоненты R_D и C формируют с индуктивностью шины цепь последовательного резонанса. Выше резонансной частоты импеданс, наблюдаемый со стороны преобразователя на источник первичного напряжения V_S , становится равным значению демпфирующего резистора R_D . Входной фильтр преобразователя станет частью импеданса первичного источника, но, как правило, не будет влиять до значительно высокой частоты и не показан на этом графике. Далее в общих чертах отмечено, каким образом определяются значения R и C .

1. Определяется входной импеданс преобразователя напряжения с использованием наименьшего значения напряжения и максимальной выходной мощности преобразователя. Минимальное значение входного импеданса вычисляется по формуле:

$$Z_{IN} = (V_{IN}^2/P_O) \times Eff,$$

где V_{IN} — входное напряжение; P_O — выходная мощность; Eff — КПД, выраженный в виде десятичной дроби.

Используя максимальную мощность преобразователя и минимальное значение входного напряжения преобразователя, для обеспечения запаса надежности разделим вычисленное значение Z_{IN} приблизительно на три, в данном случае 9,5 дБ. Это значение, которое предлагается для демпфирующего резистора R_D .

2. Добротность резонансного контура $Q = (1/R_D)\sqrt{L/C}$. В данном случае имеет место резонанс напряжений (резонанс при последовательном соединении реактивных сопротивлений). Добротность контура определяется как отношение напряжения на индуктивности к приложенному напряжению с учетом того, что при резонансе напряжение на индуктивности равно напряжению на емкости по величине, но они находятся в противофазе. Для обеспечения в максимальной степени плоской частотной характеристики должно использоваться значение $Q 0,707$ для определения минимального значения демпфирующего конденсатора C . Подставляя значение для Q , получаем $C_{min} = 2L/R_D^2$.

Это минимальное значение конденсатора используется для демпфирующей цепочки и применимо в любой ситуации, где в шине питания требуется большая индуктивность (дроссель), не только при испытании по нормам MIL-STD-461D/E/F. Возможно, также необходимо добавить демпфирующую цепь между внешним фильтром и преобразователем. Весьма рекомендуется моделирование фильтра ЭМП, демпфирующей цепи, фильтра на входе преобразователя и любых других внешних компонентов. В этом случае входной фильтр преобразователя должен учитываться в качестве части импеданса первичного источника питания. Специалисты технической поддержки Interpoint могут предоставить схемы фильтров ЭМП и внутренних фильтров преобразователей наряду с некоторыми рекомендациями для обеспечения устойчивости.

Вышесказанное определяет порядок вычисления значений компонентов демпфирующей цепи. Эти компоненты могут быть включены в пределах корпуса системы для соответствия требованиям стандартов MIL-STD-461D/E/F. Они служат в качестве токового шунта и повышают низкую частоту при измерениях кондуктивных помех по тесту CE102 (диапазон частот 10 кГц – 20 МГц).

Демпфирующий резистор должен иметь безындуктивную структуру или быть пленочного типа. Танталовый конденсатор с пористым анодом, такой как Sprague тип 109D, или его эквиваленты по MIL-STD-461 представляют конденсатор с небольшим корпусом, совместимым для применения на шине питания. Там, где демпфирующий резистор выше, чем 5 Ом, керамический конденсатор 0,2 мкФ или больше должен быть размещен параллельно демпфирующей RC-цепи. В случае когда требуется соответствие испытаниям по тесту CS01 (стойкость к воздействию импульсных перенапряжений) стандарта MIL-STD-461C, где предполагаются значительные помехи на шинах питания, необходимо предусмотреть, чтобы конденсатор и резистор были способны выдержать приложенную мощность, особенно если необходимо работать на резонансной частоте схемы.

Компоновка и включение нескольких преобразователей напряжения с одним фильтром

Для обеспечения оптимальных технических характеристик важно, чтобы фильтр ЭМП шины питания был расположен как можно ближе к преобразователю напряжения. Синфазные токи помех протекают по цепи — из шасси преобразователя напряжения на шасси помехоподавляющего фильтра, затем обратно в силовые шины пре-

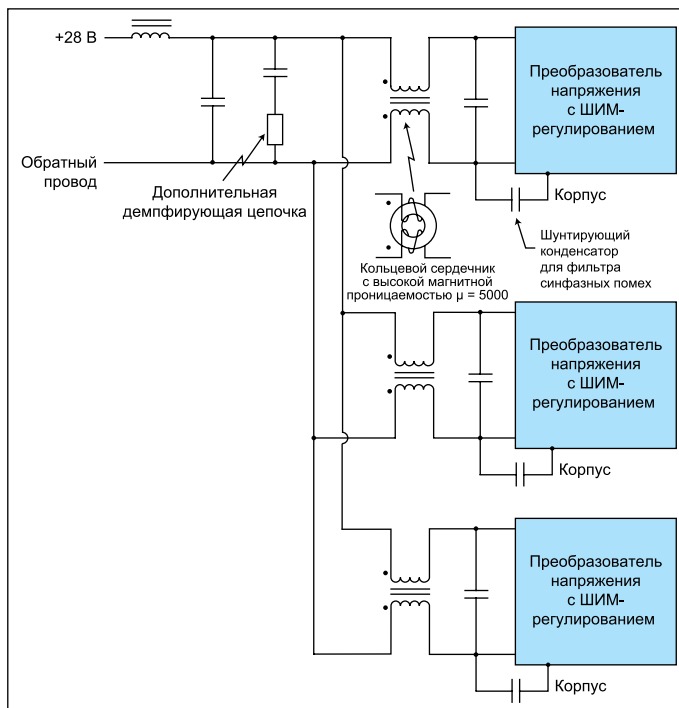


Рис. 10. Включение нескольких преобразователей с одним фильтром

образователя. Фильтры ЭМП содержат симметричный дроссель и развязывающие конденсаторы, необходимые для изменения направления протекания синфазных токов обратно в преобразователь. Любые токи, которые протекают по этой цепи, не будут обнаруживаться во время испытаний на ЭМС. Для того чтобы цепь протекания тока была эффективной, корпуса преобразователя и фильтра должны быть соединены вместе цепью с наименее возможной индуктивностью.

Идеальным способом соединения корпусов вместе является небольшая заземляющая плоскость, которой может служить медная поверхность под устройствами, или на другой стороне печатной платы, куда они могут быть установлены. Корпуса можно соединять непосредственно на заземляющей плоскости установкой на ней или припайкой к выводам корпуса, когда пластина расположена на противоположной стороне. В любом случае соединение корпусов вместе осуществляется максимально короткими и широкими проводниками. Компоновка этих проводников играет значительную роль для рабочих характеристик фильтра ЭМП.

Там, где преобразователи напряжения и фильтры отделены друг от друга на несколько сантиметров или больше, из-за синфазных токов будет происходить излучение от шины питания между ними, даже если провода экранированы или скручены. Это произойдет, если не принять корректирующие меры. Синфазные составляющие токов являются гармониками в фазе в обеих линиях, так что существует неполная компенсация полей и, следовательно, помех излучения. Симметричный дроссель и развязывающий конденсатор, у расположенного на расстоянии преобразователя напряжения будет симметризовать шину питания, уменьшая или устраняя излучение. К тому же, если симметричный дроссель намотан сегментами, для осуществления дополнительного подавления дифференциальных помех можно использовать индуктивность рассеяния с шунтирующим дифференциальным конденсатором (рис. 10).

Когда с одним фильтром применяются многочисленные несинхронизированные преобразователи напряжения, результаты модуляции (частоты биений) будут иметь место на различных разностях частот. Они проявляются как часть входного тока пульсаций с гармониками, обычно на частотах менее 50 кГц и с амплитудами, как правило, ниже нормированных значений по стандарту MIL-STD-461 C, тест CE01 (в диапазоне частот от 30 Гц до 15 кГц) и/или CE03 (в диапазоне

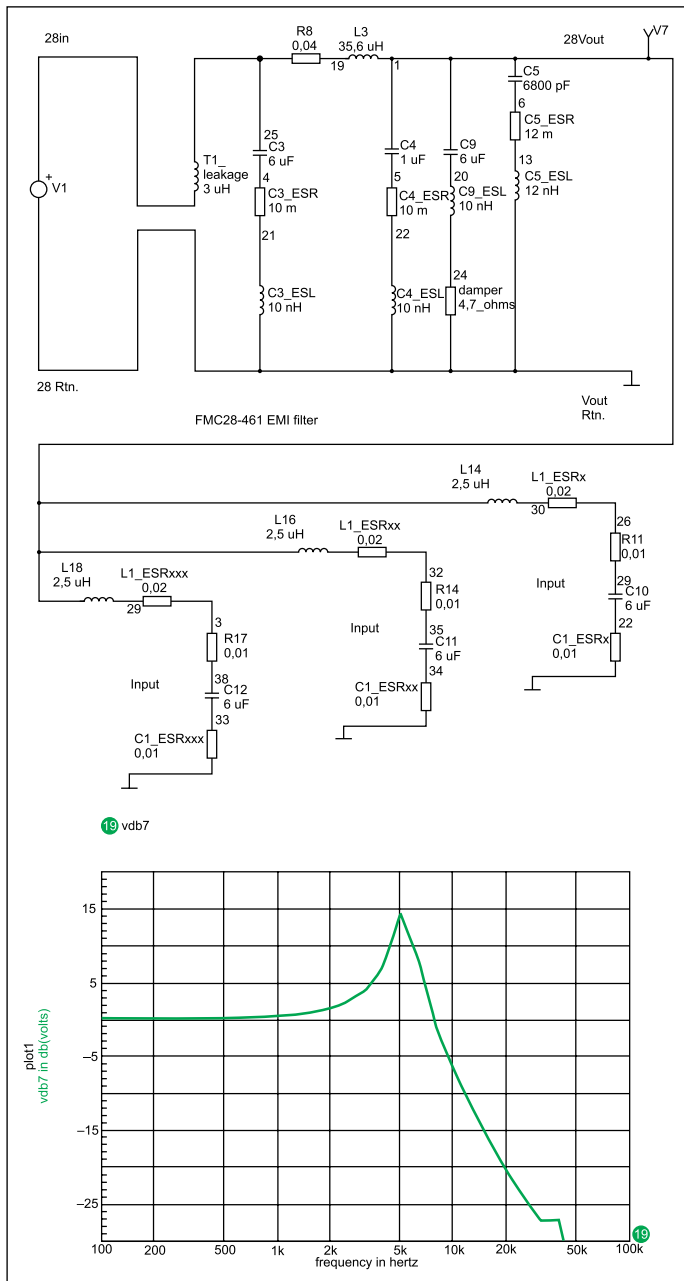


Рис. 11а. Система из трех DC/DC-преобразователей MTR2815DF и внешнего фильтра FMC-461F и амплитудно-частотные характеристики: без демпфирующей цепи и характеристика вносимого затухания

частот от 15 кГц до 50 МГц). Там, где амплитуды гармоник нежелательны, простейший фильтр в каждом преобразователе напряжения будет уменьшать как амплитуду спектра дифференциальных помех, так и модуляционные составляющие. В таком случае следует использовать упрощенный фильтр, общий для всех преобразователей. Для более детального ознакомления снова обратимся к рис. 10, где на входе каждого преобразователя установлен синфазный дроссель с обмотками, намотанными сегментами, и дифференциальный конденсатор. Индуктивность рассеяния синфазного дросселя обеспечивает подавление дифференциальных помех, что необходимо для разделения преобразователей между собой на их собственной частоте коммутации.

Здесь уместно вспомнить реальный случай, произошедший в 2009 году. В системе питания на основе одного фильтра FMC-461F, подключенного к трем DC/DC-преобразователям MTR2815DF, возникли проблемы: возбуждение и выход из строя преобразователей.

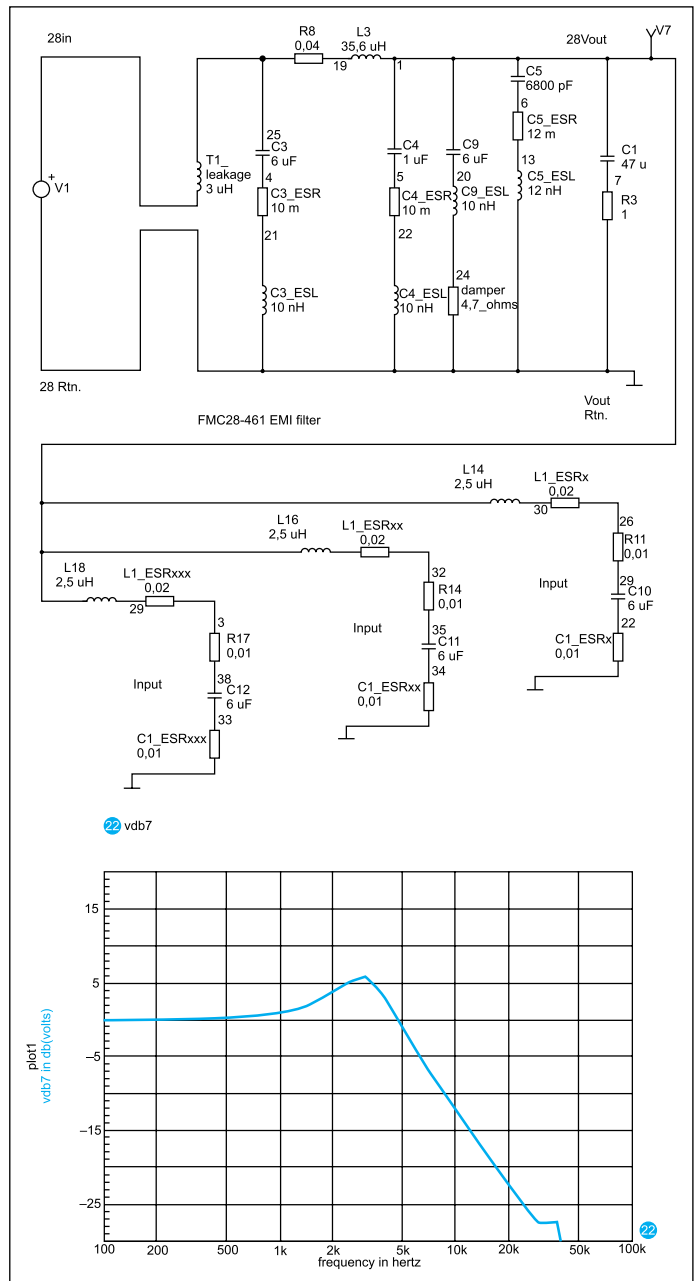


Рис. 11б. Система из трех DC/DC-преобразователей MTR2815DF и внешнего фильтра FMC-461F и амплитудно-частотные характеристики: с демпфирующей цепью 47 мкФ и 1 Ом и характеристика вносимого затухания

Включение оптимально рассчитанной демпфирующей цепочки позволило обеспечить устойчивость системы.

При медленном нарастании входного напряжения на внутреннем дросселе фильтра FMC-461F с индуктивностью 35,6 мкГн происходит падение входного напряжения при включении преобразователей. В том случае, когда все три преобразователя пытаются включиться одновременно, это может «затянуть» входное напряжение довольно низко, вызывая проблему с входным импедансом. Прежде чем преобразователи включатся, из них вытекает только очень низкий ток смещения, который протекает через дроссель 35,6 мкГн. Как только контроллер ШИМ включится и выходное напряжение начнет нарастать, ток на входе станет значительно увеличиваться. Дроссель противодействует изменению тока и будет действовать подобно высокому импедансу в течение короткого времени. Это тянет входное напряжение вниз и вынуждает преобразователи снова выключиться. Один раз выключившись, преобразователи будут вновь потреблять

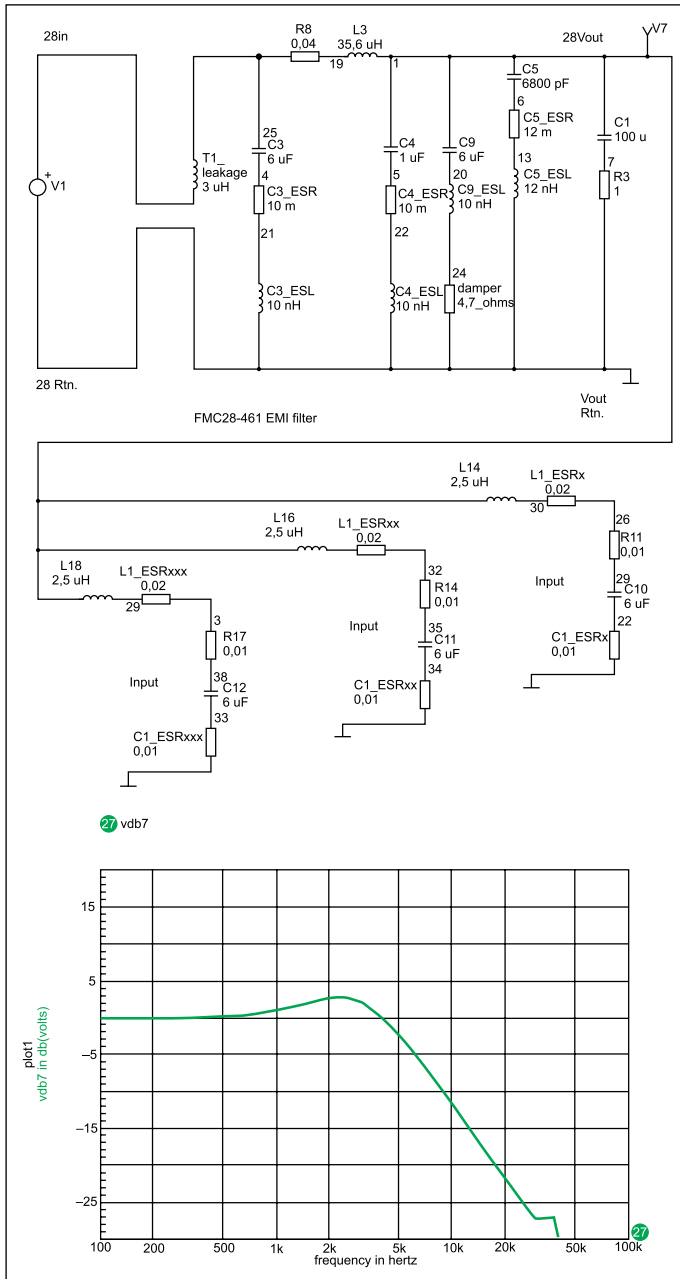


Рис. 11в. Система из трех DC/DC-преобразователей MTR2815DF и внешнего фильтра FMC-461F и амплитудно-частотные характеристики: с демпфирующей цепью 100 мкФ и 1 Ом и характеристикой вносимого затухания

только токи смещения, однако в дросселе ток начнет повышаться. Поскольку дроссель пытается удерживать прежнее значение электрического тока, он заряжает емкость на стороне выхода дросселя, что служит причиной повторного включения преобразователей и потребления большого тока. Большой ток будет тянуть напряжение шины вниз, и это может продолжаться до тех пор, пока входное напряжение остается достаточно высоким, чтобы вывести преобразователи из данного, иногда опасного состояния. С одним преобразователем все может быть хорошо, но три преобразователя при медленном повышении входного напряжения могут стать причиной проблем. Добавление некоторой емкости между фильтрами и преобразователями способно устранить проблему, но и потребовать некоторого демпфирования, чтобы гарантировать низкую добротность Q дросселя 35,6 мкГн и дополнительной емкости.

На рис. 11 представлено моделирование для случая с одним фильтром ЭМП FMC-461F и тремя преобразователями MTR2815DF.

Требовалось обеспечить два условия. Первое — иметь низкую добротность Q схемы. Второе — получить низкий импеданс на входах преобразователей MTR. Для того чтобы осуществить поставленную задачу, добавили конденсатор и резистор последовательно с входами преобразователей MTR. Конденсатор будет понижать импеданс преобразователей, а резистор — демпфировать схему. Так как добротность Q контура пропорциональна корню квадратному из L/C , то чем больше емкость, тем меньше Q . Большая емкость также способствует уменьшению входного импеданса со стороны преобразователей. Возможно, необходимо было бы немного увеличить сопротивление, чтобы дополнительно уменьшить Q , но это также увеличило бы входной импеданс преобразователей. Поэтому здесь сохранен баланс, чтобы иметь низкий входной импеданс и наряду с этим — низкую добротность Q .

Добавлены компоненты C_1 и R_3 . На первом графике (рис. 11а) представлен результат без указанных дополнительных компонентов. В этом случае добротность Q приблизительно 13 дБ/В при применении имитационного моделирования с 1 В на входе. На втором графике (рис. 11б) добавлены конденсатор 47 мкФ и резистор 1 Ом: добротность уменьшилась до 6 дБ/В. На третьем графике (рис. 11в) конденсатор увеличен до 100 мкФ, а резистор сохранил значение 1 Ом. В этом случае добротность Q уменьшилась приблизительно до 3 дБ/В. Как можно видеть, более высокое значение емкости понижает как добротность, так и входной импеданс, наблюдаемый со стороны преобразователей. При этом необходимо использовать резистор с мощностью примерно 2 Вт. Применение дополнительной демпфирующей цепи позволило уменьшить добротность и усиление помехи на звуковых частотах; снижение выходного сопротивления входного фильтра относительно входного сопротивления преобразователей напряжения обеспечило устойчивость системы.

Несколько лет назад был разработан модуль фильтрации FMCE-0528 (максимальный ток 5 А) специально для повышения устойчивости системы питания с несколькими преобразователями напряжения даже при минимальном напряжении шины питания. Для всех новых проектов рекомендуется применять новый фильтр FMCE-0528.

Необходимо заметить, что расчет входного комплексного сопротивления импульсного преобразователя напряжения достаточно затруднителен, так как его вольт-амперная характеристика имеет нелинейный характер. Поэтому для расчета входного сопротивления преобразователей напряжения используется компьютерная методика, основанная на временном и спектральном анализе переходных и стационарных процессов импульсных преобразователей напряжения [6].

Разработка фильтра ЭМП для шины питания постоянного напряжения

Проектирование фильтра ЭМП шины питания будет включать топологии фильтра нижних частот, подобные тем, что представлены на рис. 3. Схема, показанная рис. 3а, типична для 28-В применений, где используется один симметричный дроссель и шунтирующий конденсатор и одно или более дифференциальное звено. В том случае, когда симметричный дроссель намотан на кольцевом сердечнике сегментами или обмотки разделены другими подобными средствами, индуктивность рассеяния может быть применена вместо дифференциального дросселя L_1 . Эта конфигурация может также использовать последовательную RC -цепочку для параллельного демпфирования, что предпочтительней, чем добавление последовательного сопротивления, как показано на рис. 13. Сконфигурированная схема (рис. 3а) является фильтром второго порядка для синфазных помех и дифференциальным фильтром четвертого порядка.

Схема, показанная на рис. 3б, применима для систем электроснабжения с напряжением 270 В, где более высокие изменения напряжения dV/dt приводят к большим синфазным токам и, следовательно, используется второй симметричный дроссель и блокировочный конденсатор. Индуктивности L_1 и L_2 можно исключить в том случае, если вместо них используются индуктивности рассеяния симметричного

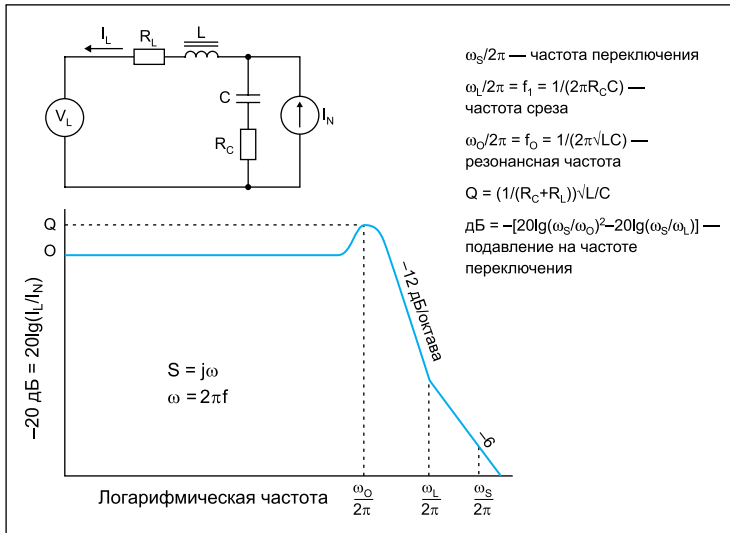


Рис. 12. Реальный вид фильтра нижних частот

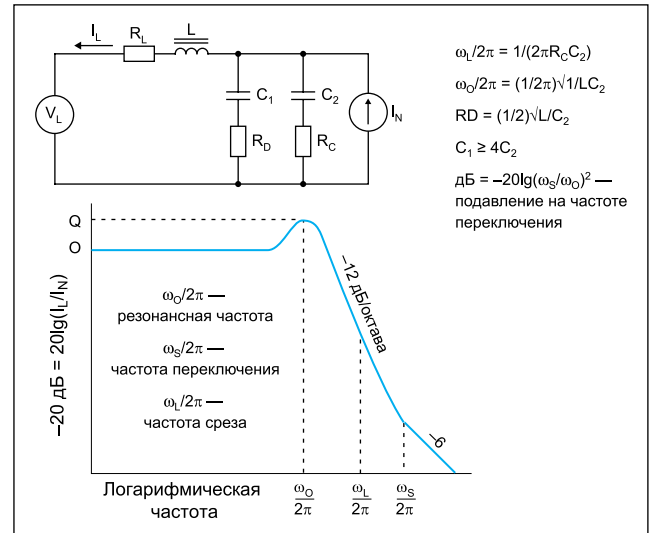


Рис. 13. Фильтр нижних частот с демпфирующей цепочкой

дресселя, что уменьшает общее количество компонентов. Последовательный демпфирующий резистор может быть приемлемым из-за низких токов в 270-В шине по сравнению с 28-В шиной. Эта схема в данной конфигурации является фильтром четвертого порядка для синфазных помех и четвертого порядка для дифференциальных помех. Подобная конфигурация также применима и в некоторых случаях для шин питания с низким напряжением, где для уменьшения потерь энергии предпочтительней использовать параллельную демпфирующую цепочку вместо последовательного резистора.

При разработке собственного фильтра ЭМП первым шагом становится определение требуемой величины подавления дифференциальных помех на частоте коммутации — первой гармоники помех в узкополосной спектральной серии. Это делается вычислением тока на входе шины из ряда Фурье или оценкой значения по информации из справочного листка устройства. Для прямоходового преобразователя можно использовать пример, представленный на рис. 1. Если допускается коэффициент заполнения 0,5, пиковый импульс тока шины будет в два раза больше значения постоянного тока и среднеквадратическое значение первой спектральной составляющей равно 0,45 раза от пикового значения. Необходимо использовать максимальную нагрузку и номинальное значение входного напряжения, для того чтобы сделать вычисления и вычесть предельное значение электромагнитных помех из полученного результата. Следует добавить некоторый запас, равный 12 дБ, и после этого приступить к разработке фильтра. При обращении к информации из справочного листка используется половина максимального значения для величины первой спектральной гармоники и вычисляется среднеквадратическое значение. Это, вероятно, приведет к заниженному результату,

поскольку значительный запас может быть учтен в цифрах из справочного листка. Например, максимальное значение пульсаций тока в справочном листке для преобразователей серии MTR(40) равно 50 мА (от пика до пика). В таком случае значение тока первой гармоники составит приблизительно $50/(2)(1.414) = 18$ мА (среднеквадратическое значение). Это 18 000 мкА, или 85,1 дБ·мкА. При частоте коммутации преобразователя 625 кГц нормирующая линия MIL-STD-461C приблизительно 33 дБ·мкА. Если используется запас 12 дБ, требуемое подавление на частоте 625 кГц будет $(85,1 - 32 + 12) = 65,1$ дБ. Отметим, что дБ·мкА — это дБ относительно 1 мкА, что соответствует (ток в микроамперах). Нет необходимости определять значение гармоник спектра более высокого порядка, поскольку их амплитуды снижаются как функция частоты (с увеличением номера гармоники их амплитуды имеют тенденцию к уменьшению) и фильтр нижних частот будет ослаблять их легче, чем частоту основной гармоники, если все разработано и смонтировано должным образом.

Схема фильтра нижних частот второго порядка представлена на рис. 12. Преобразователь напряжения генерирует дифференциальную спектральную помеху, представленную источником тока I_N , который подключен параллельно конденсатору фильтра. Целью является усилить пропорцию (переменная составляющая тока шины I_L)/(ток помехи I_N) по отношению к нулю как функцию повышающейся частоты. Это легко выполнить, поскольку импеданс дросселя $j\omega L$ повышается с частотой, в то время как импеданс конденсатора — $1/j\omega C$ уменьшается с частотой, в идеале форсируя токовую помеху через конденсатор сильнее, чем дроссель шины, так как частота становится большей в сопоставлении с резонансной частотой фильтра.

Последовательными сопротивлениями являются медь дросселя, потери в сердечнике и ESR конденсатора плюс сопротивление проводников.

Передаточная функция имеет нулевое значение в числителе и два полюса в знаменателе. Ноль — это функция значения конденсатора и его ESR плюс сопротивление проводников. Для твердотельного танталового конденсатора этот ноль будет в области 50 кГц. Для керамических конденсаторов типа BX или X7R ноль будет выше 1 МГц. Желательно иметь ноль на наиболее высокой возможной частоте, иначе это изменяет и портит асимптотическую и частотную характеристику фильтра. Керамические конденсаторы имеют такое преимущество, а также более устойчивы к импульсам напряжения по сравнению с твердотельными танталовыми конденсаторами.

Схему на рис. 12 можно смоделировать симулирующей программой SPICE (Simulated Program for Integrated Circuit Engineering). Результат будет весьма сходным с передаточной функцией, представленной на рис. 12, в зависимости от значений выбранных компонентов и значений ESR компонентов. Эквивалентные последовательные сопротивления проводников важны при определении внешнего затухания и добротности Q фильтра. При резонансе отклик фильтра в Q раз меньше характеристики на низкой частоте. Выше резонанса асимптотическая характеристика становится функцией отношения $(\omega/\omega_0)^2$ и уменьшается до $20 \lg(\omega/\omega_0)^2$, имея наклон 12 дБ/октава или 40 дБ/декада. За пределами частоты среза, созданной ESR конденсатора, отклик становится равным $20 \lg(\omega/\omega_L)$, изменяя наклон на +6 дБ/октава, или +20 дБ/декада. На рис. 12 асимптотическая характеристика показана с наклоном -12 дБ/октава и понижается до -6 дБ/октава на частоте среза.

Желательно добавить элементы для демпфирования фильтра и поддерживать добротность Q равной 1 или меньше, значение 0,5 будет серьезно ослаблено. Формула для определения добротности Q предлагает небольшое отношение L/C , так как значения R обычно не могут применяться для формирования Q из-за потерь энергии или уменьшения числителя нулевой частоты. Часто нельзя установить низкую добротность Q , и берется возможное значение — 3 или 4. Существует и альтернативный подход — параллельное демпфирование, которое включает дополнительные компоненты и будет рассмотрено далее.

Фильтр второго порядка с использованием параллельного демпфирования представлен на рис. 13. Здесь в качестве фильтрующего конденсатора C_2 применяется керамический конденсатор, а танталовый конденсатор C_1 с последовательным резистором R_D выполняет роль шунтирующего демпфера. Угловая частота, на которой демпфирующая цепь начинает работать $\omega_D = 1/R_D C_1$, установлена ниже резонансной частоты, исходя из условия, что R_D функционирует как подключенный по переменному току шунтирующий резистор. Эквивалентное последовательное сопротивление ESR танталового конденсатора обычно не принимается в расчет и рассматривается как часть R_D и должно выдерживать мощность, если имеются какие-либо длительные возмущения на резонансной частоте. В идеале значение R_D должно быть достаточно большим, чтобы компенсировать отклонения ESR конденсатора при изменении температуры и производственные отклонения.

Применение керамического конденсатора для фильтрующего элемента устанавливает частоту среза на две или более октав за пределами частоты переключения, что в результате обеспечивает лучшие характеристики фильтра. Формулы для вычисления значений R , L и C приведены на рис. 13.

Сложно рассчитать требуемый коэффициент подавления синфазной помехи, но, как правило, установка резонансной частоты синфазной помехи по крайней мере на декаду ниже частоты коммутации вполне достаточна. Первая гармоника спектра симметричной помехи имеет место на частоте коммутации. Необходимо применять сердечник с магнитной проницаемостью $\mu = 5000$ или более для симметричного фильтра и не беспокоиться о магнитной проницаемости, начинающей ухудшаться на частотах ниже 1 МГц, поскольку материал будет иметь потери на высоких частотах, компенсируя данный эффект. Для синфазного дросселя требуется индуктивность от 100 до 500 мкГн на обмотку и хороший керамический конденсатор для шунтирования прямого провода и обратного провода на корпус преобразователя напряжения. Значение конденсатора надо вычислить так, чтобы установить

резонанс хотя бы на декаду ниже частоты коммутации и/или применить емкость с наибольшим практичным значением. Если симметричный дроссель намотан сегментами на кольцевом сердечнике отдельными обмотками, то используется индуктивность рассеяния для дифференциального фильтра, обеспечивая решение с минимальным количеством компонентов. Когда применен сердечник с $\mu = 5000$, можно ожидать значительную индуктивность рассеяния (дифференциальная индуктивность) сегментной обмотки синфазного дросселя приблизительно 1% от синфазной индуктивности. Величина полученной индуктивности рассеяния будет зависеть от того, насколько близко расположены обмотка на шине +28 В и обмотка обратного провода 28 В. Для обмоток, которые расположены весьма близко друг от друга, индуктивность рассеяния будет меньше. Если имеется достаточное расстояние между обмотками, индуктивность рассеяния станет близкой к 1%.

При разработке фильтра ЭМП часто непрактично использовать одно звено второго порядка из-за размеров применяемых компонентов (схемные конфигурации фильтров представлены на рис. 3). Для 28-В систем предлагается топология, представленная на рис. 3а. Начинается она со звена, сопрягаемого с преобразователем напряжения. Резонансная частота устанавливается как можно меньше, она практически зависит от размеров компонентов. Рекомендуемое значение дросселя — меньше чем 4 мкГн для схемы на рис. 12 и меньше чем 40 мкГн для демпфирующей цепи на рис. 13, где в фильтре предусмотрен керамический конденсатор. Если же требуется второе звено, то для него используются индуктивности рассеяния симметричного дросселя или добавляется дроссель L_1 . Резонансная частота задается на октаву выше, чем низкая частота звена, — так, чтобы ее высшая точка резонанса была скрыта на последней из двух асимптот. Для обеспечения низкой добротности проводится оптимизация с помощью моделей SPICE. Важно включить в модель значение паразитного ESR. Необходимо убедиться, чтобы импеданс на выходе фильтра (с его закороченным входом) был достаточно низким для совместности с преобразователями напряжения, — это должно работать. В SPICE-модель следует включить любые другие импедансы — ограничители пусковых токов, демпфирующие цепи, эквиваленты сети, применяемые при испытаниях, и иные схемы.

Необходимо обратить внимание и на то, что фильтры с низким импедансом требуют небольших отношений L/C в конструкции фильтра ЭМП, и внутренний входной фильтр преобразователя должен быть учтен как часть импеданса первичного источника. Расположение резонансной частоты фильтра ЭМП дальше от резонансной частоты вы-

ходного фильтра преобразователя (не путать с входным фильтром преобразователя) может обеспечить соответствие требованиям к импедансу.

Пример с повышенными напряжениями (рис 3б) может быть разработан с помощью двух идентичных звеньев с одним последовательным демпфирующим резистором. Одна дифференциальная пара полюсов будет выше, а другая — ниже вычисленного значения. В том случае, когда индуктивность рассеяния симметричного дросселя используется для L_1 и L_2 , этот фильтр можно создать с меньшим количеством компонентов. Все конденсаторы должны быть керамического типа. Индуктивность рассеяния обмотки из 15 витков сегментного симметричного дросселя на кольцевом сердечнике с внешним диаметром 12,7 мм с магнитной проницаемостью 5000 составит примерно 3 мкГн. Наилучшее средство проверки — сделать образец и измерить его тестом на короткое замыкание. Интересная методика испытания и создания модели электромагнитного компонента представлена в работе [7]. Здесь же описан простейший испытательный стенд, который позволяет экспериментально определить характеристики магнитных материалов.

Практический пример разработки фильтра шины питания

Предположим, что одноканальный 30-Вт прямоходовой преобразователь напряжения MTR2805S (вход 28 В, выход 15 В) работает на нагрузку 18 Вт и требуется обеспечить соответствие уровня кондуктивных помех по MIL-STD-461C, тест CE03 (диапазон частот 15 кГц – 50 МГц). Если для преобразователя предусматривалась полная мощность, вычисления потребовали бы применения самой большой мощности. При входном напряжении 28 В и КПД 84% входной постоянный ток может быть вычислен как $I = (18)/(28) \times (0,84) = 0,77$ А. Если предположить коэффициент заполнения равным 50% (почти достаточный для практических целей), пиковый ток будет вдвое больше постоянной составляющей, или 1,54 А. Среднеквадратическое значение первой гармоники спектра на тактовой частоте 625 кГц равно $(0,45) \times (1,54) = 0,69$ А. Уровень дБ·мкА будет $20 \lg(690\,000) = 117$ дБ·мкА. Нормирующая кривая стандарта MIL-STD-461C тест CE03 расположена на уровне 33 дБ·мкА на частоте 625 кГц. В отсутствие какого-нибудь фильтра на шине питания MTR2815S требуемое вносимое затухание, выраженное в дБ·мкА, составит: 117 дБ·мкА – 33 дБ·мкА = 84 дБ·мкА.

Модуль MTR2815S имеет входной фильтр второго порядка с дросселем $L = 3,4$ мкГн и керамическим конденсатором 6 мкФ. Звено этого фильтра имеет резонансную частоту 35 кГц, обусловленная керамическим кон-

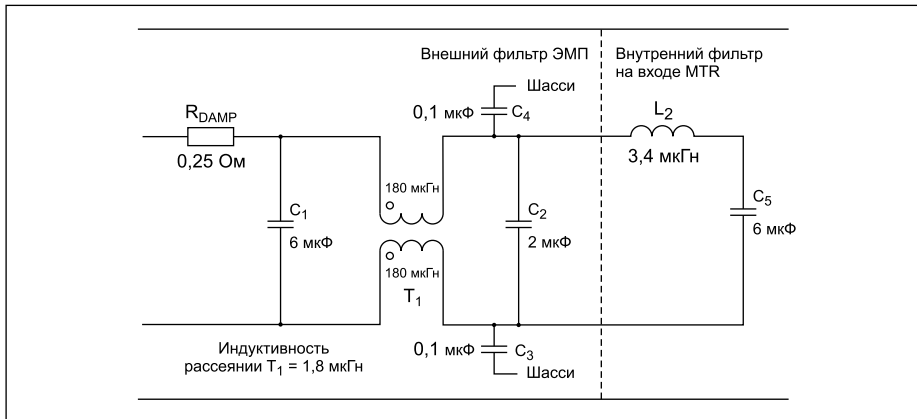


Рис. 14. Пример входного фильтра шины питания для DC/DC-преобразователя серии MTR40

денсатором частота среза, связанная с его ESR, будет за пределами частоты коммутации 625 кГц. Благодаря этому звену дополнительное вносимое затухание равно $20\lg(625/35)^2 = 50$ дБ. Следовательно, дополнительное затухание, требуемое от внешнего фильтра шины питания, составит: $84 \text{ дБ-мкА} - 50 \text{ дБ} = 34 \text{ дБ}$.

Фильтр будет включать симметричный дроссель с сегментными обмотками для синфазного фильтра, с индуктивностью рассеяния, функционирующей как дифференциальный дроссель. На рис. 14 представлена схема, где внутренний фильтр MTR2815S показан с предложенным внешним фильтром.

Для того чтобы выполнить магнитные компоненты в практичных размерах, фильтр должен иметь кольцевой сердечник с внешним диаметром 9,5 мм с магнитной проницаемостью 3000. В идеале должна быть использована магнитная проницаемость 5000, но обычно доступен сердечник с магнитной проницаемостью 3000. Измеренная синфазная индуктивность с девятью витками на обмотку составляет 180 мкГн, а измеренная индуктивность рассеяния 1,8 мкГн с использованием сегментных обмоток. Кольцо с магнитной проницаемостью 5000 обеспечивает более высокое значение синфазной

индуктивности при одинаковом числе витков. Начав с реального значения емкости керамического конденсатора 2 мкФ, получим резонансную частоту для дифференциального фильтра 84 кГц:

$$1/(2\pi\sqrt{1,8 \text{ мкГн} \times 2 \text{ мкФ}}) = 84 \text{ кГц.}$$

Дополнительное подавление от T_1 и C_2 будет $20\lg(625/84)^2 = 35$ дБ. Ранее было определено, что потребуется 34 дБ, что не оставляет никакого запаса. Поскольку уровень мощности невелик, для демпфирования применяется последовательный резистор 0,25 Ом. С этим резистором преобладающая добротность $Q = 2,5$ и приблизительно 10 без него. Добротность 2,5, вероятно, является допустимой, но 10 — слишком высокая. Конденсатор 6 мкФ был добавлен после 0,25-Ом резистора, и, так как имеется индуктивность приблизительно 2 мкГн в испытательной установке MIL-STD-461C, это создает два дополнительных полюса на частоте 46 кГц, которые добавят $20\lg(625/46)^2 = 45$ дБ запаса:

$$1/(2\pi\sqrt{2 \text{ мкГн} \times 6 \text{ мкФ}}) = 46 \text{ кГц.}$$

Конденсатор 0,1 мкФ для шунтирования обратного провода на корпус и конденсатор

0,1 мкФ для шунтирования провода положительного напряжения 28-В входной шины на корпус смещает синфазную резонансную частоту на 38 кГц, больше чем на декаду, ниже частоты коммутации, что должно быть достаточным. Для достаточного подавления ключевыми являются выбранные синфазные конденсаторы плюс формирование наименее возможного импеданса от шасси преобразователя на синфазные конденсаторы и от синфазных конденсаторов к входным выводам преобразователя. Синфазные помехи будут преобладать на высокой частоте, и за пределами приблизительно 10 МГц появятся много цепей в виде небольших индуктивностей, представляющих высокий импеданс для синфазных конденсаторов. Индуктивность соединительных проводников может также резонировать с синфазными конденсаторами, образуя резкие максимумы на их резонансе. Если имеются проблемы на высокой частоте, необходимо внимательно изучить компоновку. Результаты испытаний этого фильтра на уровень ЭМП по отношению к нормирующей кривой стандарта MIL-STD-461C — CE03 представлены на рис. 15 и 16, где запас на частоте коммутации составляет приблизительно 20 дБ. Для того чтобы достичь этих результатов, между общим проводом выходной цепи и шасси преобразователя был подключен керамический конденсатор 0,015 мкФ.

SPICE-модель для предложенного фильтра ЭМП и внутреннего фильтра на входе преобразователя MTR40 показана на рис. 17. Передаточная характеристика фильтра представлена на рис. 18.

Импеданс предложенного фильтра ЭМП, объединенного с входным фильтром модуля MTR и индуктивностью испытательной установки, сравнивался с входным импедансом преобразователя MTR2815S (серия MTR40) с разомкнутым контуром. SPICE-модель показана на рис. 19, а результаты — на рис. 20.

На рис. 19 источник тока установлен в 1 А для того, чтобы напряжение по оси Y на рис. 20 преобразовывалось непосредствен-

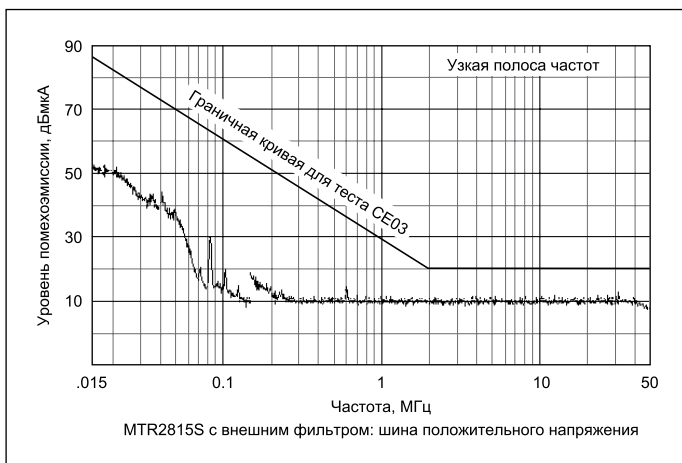


Рис. 15. Экспериментальные данные спектра помех — на шине напряжения

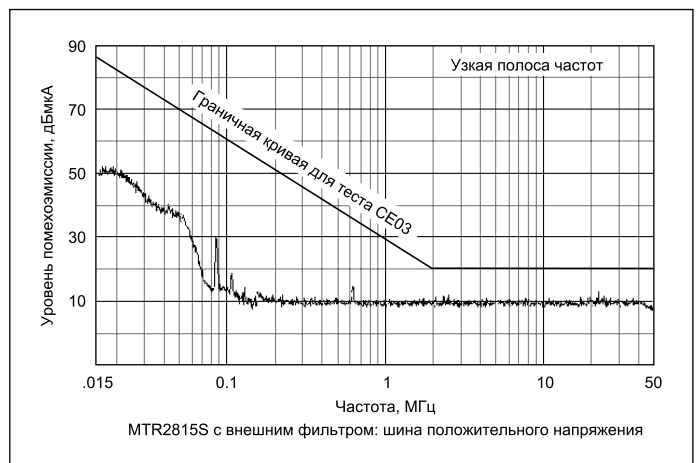


Рис. 16. Экспериментальные данные спектра помех — на обратном проводе

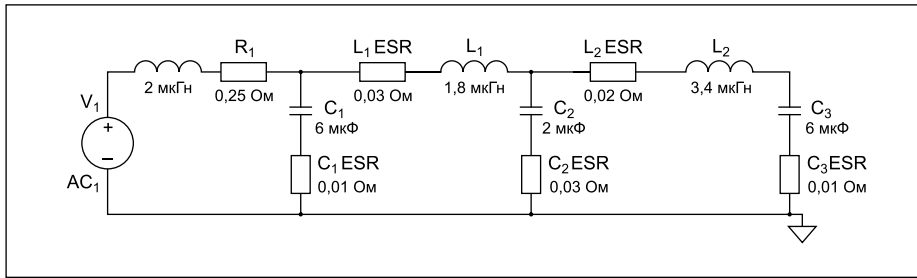


Рис. 17. SPICE-модель для предложенного фильтра ЭМП и внутреннего входного фильтра преобразователя MTR40

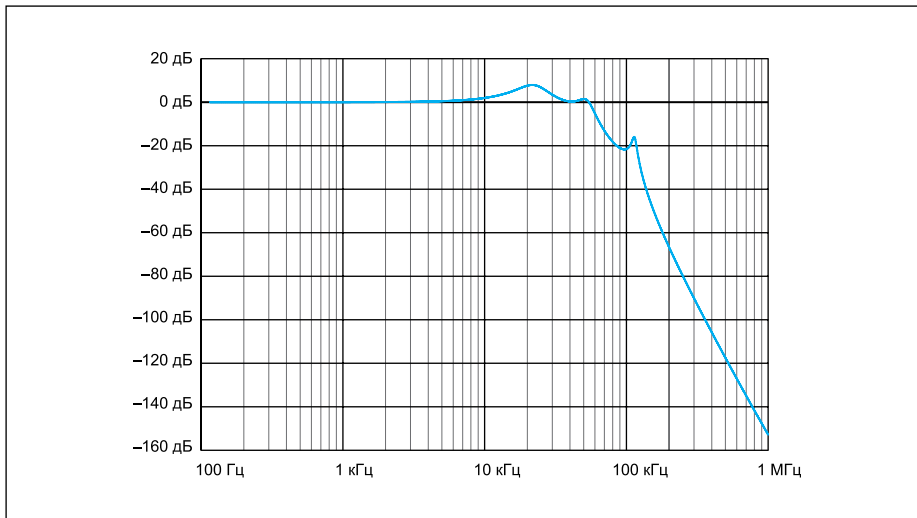


Рис. 18. Передаточная характеристика внешнего фильтра для модуля питания MTR40

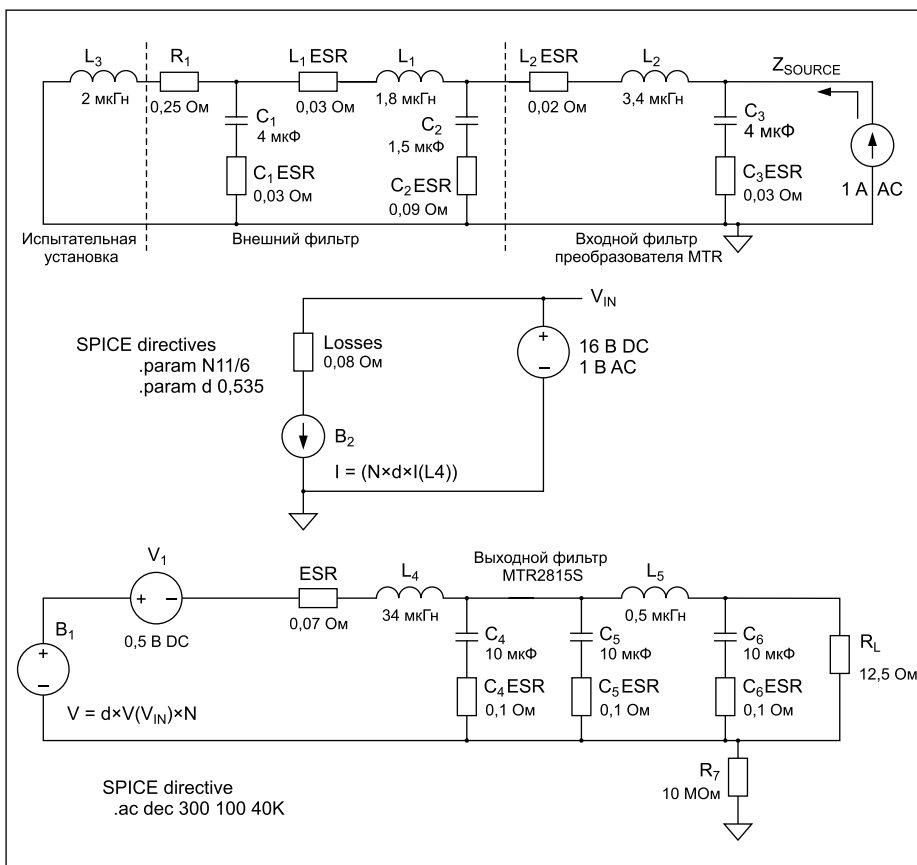


Рис. 19. SPICE-модель входного импеданса преобразователей напряжения в сопоставлении с импедансом источника

но в импеданс в единицах Ом. Результаты показывают, что входной импеданс разомкнутого контура MTR ниже, чем импеданс фильтра (импеданс первичного источника) на частотах, близких к 5 кГц. Тем не менее использование импеданса разомкнутого контура преобразователя является чрезвычайно безопасным, и контур обратной связи реально увеличивает минимальный импеданс преобразователя относительно резонансной частоты выходного фильтра, вот почему это не должно стать проблемой. В том случае, когда применяются рекомендации, сформулированные ранее, импеданс первичного источника должен быть более чем в три раза ниже входного импеданса по постоянному току. В этом примере преобразователь способен выдать 30 Вт, ниже значение входного напряжения для этого преобразователя 16 В, КПД 84%:

$$(16 V^2 / (3 \times 30 \text{ Вт})) \times 0,84 = 2,4.$$

Применение этих показателей требует, чтобы импеданс источника был 2,4 Ом или меньше, то есть значение должно быть весьма умеренным. На частоте, близкой к 5 кГц, входной импеданс преобразователя достигает своего минимального значения меньше половины 1 Ом (рис. 20). Можно заменить минимальное значение на 2,4 Ом, и на частоте 5 кГц импеданс первичного источника питания окажется значительно ниже 2,4 Ом, в таком случае появится существенный запас.

На рис. 19 значения конденсаторов снижены по сравнению со значениями, представленными на рис. 14 и 17, так как емкость керамического конденсатора уменьшается при приложении напряжения. К тому же увеличивается ESR, поскольку данная модель проверяется на частотах около 25 кГц, где ESR значительно выше, чем на частоте переключения 625 кГц. Если дополнительная емкостная нагрузка подключена к выходу преобразователя, она должна быть учтена в модели наряду с ее связанным эквивалентным последовательным сопротивлением (ESR).

Для того чтобы создать SPICE-модель разомкнутого контура, входные и выходные значения фильтра и отношение витков трансформатора могут быть получены у специалистов Interpoint.

Фильтр на рис. 14 является примером того, что может быть сделано с применением лишь нескольких компонентов, то есть в большинстве случаев не требуется ни экранирования, ни дополнительной металлической коробки (кожуха). Фильтр должен быть размещен вблизи преобразователя напряжения и установлен на небольшой заземленной плоскости, предпочтительными являются конденсаторы для поверхностного монтажа. Чтобы фильтр функционировал должным образом, необходимо ограничить ESR или ESL всех проводников на печатной плате последовательно с конденсаторами.

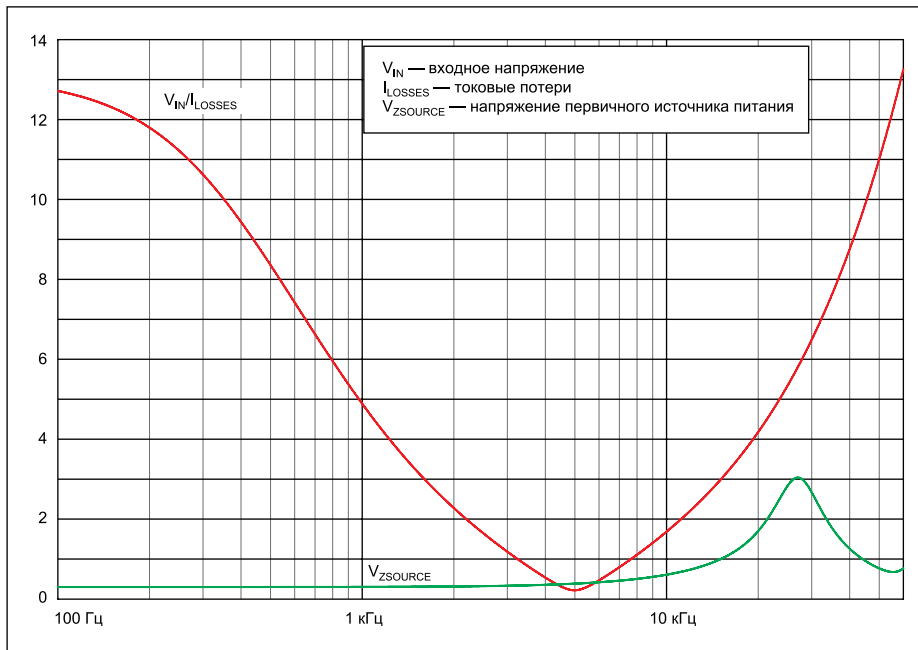


Рис. 20. Результаты SPICE-модели, представленной на рис. 19

Заключение

Для обеспечения электромагнитной совместимости импульсных источников питания с техническими средствами необходимо правильно оценить уровень генерируемых в сеть помех и принять меры по их сниже-

нию до допустимого значения. Применение на входе преобразователей напряжения сглаживающих фильтров позволяет уменьшить высокочастотные кондуктивные помехи, генерируемые преобразователями напряжения, и существенно повысить качество поставляемой электроэнергии. Использование

современных компьютерных методик моделирования и расчета параметров компонентов сглаживающих фильтров позволяет увеличить эффективность фильтрующих цепей и обеспечить устойчивость системы «входной фильтр — преобразователь».

Литература

1. EMI Conducted Interference. Interpoint Product Application Note // Crane Aerospace & Electronics Power Solutions. www.interpoint.com/product_documents/DC_DC_Converters_EMI_Conducted_Interference.pdf
2. 50 Applications Questions Applications Engineering. Interpoint A Crane Co. Company, 1999.
3. Гончаров А. Ю. Начальная школа построения импульсных DC/DC-преобразователей (Первый класс) // Электронные компоненты. 2002. № 6.
4. Гончаров А. Ю. Начальная школа построения импульсных DC/DC-преобразователей (Второй класс) // Электронные компоненты. 2002. № 7.
5. Дмитриков В. Ф., Шушпанов Д. В., Павлов А. В., Андреев Д. А., Мелихов Ю. М. Исследование условий обеспечения устойчивости ИВЭП при высоком затухании входного фильтра // Практическая силовая электроника. 2012. № 48.
6. Дмитриков В. Ф., Шушпанов Д. В. Устойчивость системы электропитания // Электропитание. 2012. № 2.
7. Володин В. Создание моделей электромагнитных компонентов по результатам эксперимента // Силовая электроника. 2011. № 3.