Сборник технических статей Würth Elektronik

Выпуск 1. 2016–2019 гг.



Symmetron

Electronic Components

WÜRTH ELEKTRONIK

содержание

О КОМПАНИИ И СЕРВИСАХ

3 Ларс Фарбах
Современный рынок электроники глазами Würth Elektronik

ФЕРРИТЫ

5 Кристофер Ричардсон, Ранжит Брамanпалли
Выбор и использование ферритовых бусин для подавления звона в импульсных преобразователях

12 Маркус Холцбрехер
Новый SMD-феррит: оптимальная защита при пиковых нагрузках

15 Ранжит Брамanпалли
Фильтрация шума с помощью многослойных чип-бусин WE-MPSB

ИНДУКТИВНОСТИ

20 Штефан Кляйн
Как показать номинальный ток в наилучшем свете

23 Кристофер Ричардсон
Безопасные и надежные решения для неизолированных автономных DC/DC-преобразователей с 400-В DC силовыми дросселями

29 Ранжит Брамanпалли
Расчет потерь индуктора с помощью программы Würth Elektronik's REDEXPERT

34 Александр Герфер, Ранжит Брамanпалли, Джокен Байер
Высокоточный расчет силового дросселя для энергоэффективных приложений

38 Дориан Деген, Мохаммед Усама
Пустоты в компонентах с контактными площадками на нижней стороне корпуса

41 Ранжит Брамanпалли
Проблема излучения ЭМП силовым дросселем DC/DC-преобразователя и варианты ее решения

49 Джордж Слама
Не тратьте время попусту – откажитесь от самостоятельного изготовления катушек индуктивности

КОНДЕНСАТОРЫ

52 Фрэнк Пухане
Алюминиевые конденсаторы: электролитический или полимерный? Полноценная реализация их преимуществ

58 Владимир Рентюк
Электролитические конденсаторы: традиционные или полимерные — вот в чем вопрос

ФИЛЬТРЫ

64 Вячеслав Гавриков
WE-TPB HV — семейство трехфазных дросселей от Wurth Elektronik

67 Владимир Рентюк
Проблемы влияния выходного фильтра на контур управления, или Как фильтровать выходное напряжение без потерь

71 Штефан Кляйн
Фильтр электромагнитной совместимости для оптимизации импульсных DC/DC-контроллеров

СОЕДИНИТЕЛИ

74 Андреас Энье
Обжимные контакты с малым фиксирующим усилием

ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ КОМПОНЕНТЫ

76 Тимо Драйер
Силовые разъемы для автоматизированного производства

79 Владимир Рентюк
Инновации компании Würth Elektronik в части организации межплатных соединений: новое решение в области IDC-разъемов

ЭКРАНИРУЮЩИЕ МАТЕРИАЛЫ

83 Хорхе Виктория Авир
Магнитная защита для беспроводных систем

87 Хорхе Виктория Авир
Гибкие ферритовые пластины WE-FSFS и их выбор

90 Лоран Фолкель
Концепция эффективного EMI-экранирования

93 Хорхе-Виктория Авир
Методы определения характеристик гибких поглощающих пластин WE-FAS

СИЛОВЫЕ МОДУЛИ

97 Ранжит Браманпалли
Выбор и проектирование с использованием силовых модулей MagI3C

105 Кристофер Ричардсон
Разработка инвертирующего «понижающе-повышающего» конвертера на базе модуля MagI3C

117 Тимур Улудаг
Изолированные силовые модули MagI3C для управления 24-В промышленными шинами

DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

121 Ранжит Браманпалли
Отрицательное входное сопротивление импульсных регуляторов

124 Ранжит Браманпалли
Фильтрация без потерь

126 Перевод: Евгений Карташов
Измерение напряжения помех импульсного DC/DC-стабилизатора

129 Штефан Кляйн, Гюнтер Кленнер
Бесшумный импульсный контроллер для аудиоусилителей

135 Перевод: Владимир Рентюк
Проектирование недорогих многовыходных DC/DC-преобразователей — стабилизаторов напряжения

149 Владимир Рентюк
Влияние выбора компонентов, схемотехнического и конструктивного решений на ЭМС современных DC/DC-преобразователей

ИНТЕРФЕЙСЫ

163 Владимир Рентюк
Линии связи и проблемы электромагнитной совместимости на примере USB-интерфейса

171 Хайнц Ценкнер
LAN-трансформатор: как правильно выбрать и использовать

БЕСПРОВОДНАЯ ПЕРЕДАЧА ЭНЕРГИИ

176 Йорг Хантшел
Катушки индуктивности как ключевые компоненты в системах беспроводной передачи энергии

181 Рагху Нарайянан
Катушки индуктивности для систем беспроводной зарядки

187 Андреас Надлер, Кем Сом
Беспроводная передача энергии большой мощности для устройств, работающих в условиях индустриальной среды

LTCC КОМПОНЕНТЫ

192 Мухаммад Али Халид, Симон Марк, Ричард Блейки
Многослойная чип-антенна WE-MCA: особенности размещения и согласования

СОВРЕМЕННЫЙ РЫНОК ЭЛЕКТРОНИКИ ГЛАЗАМИ WÜRTH ELEKTRONIK



ЛАРС ФАРБАХ,
руководитель отдела глобальной дистрибуции и новых рынков, Würth Elektronik eiSos

На этот раз мы встретились с Ларсом Фарбахом (Lars Fahrbach), руководителем отдела глобальной дистрибуции и новых рынков, из компании Würth Elektronik eiSos, которая с 1993 г. работает на российском рынке. Напомним читателям, что к настоящему времени численность этой компании составляет 8300 сотрудников, ее объем продаж – 926 миллионов евро (на 2017 год). Компания является экспертом на рынке пассивных и электромеханических компонентов. В интервью речь зашла об особенностях работы Würth Elektronik на современном мировом рынке, о перспективах традиционных моделей дистрибуции и деятельности Würth Elektronik на российском рынке, а также о новых формах взаимодействия с клиентами.

— Как эволюционирует модель дистрибуции электронных компонентов в Европе, США и на других рынках? В чем принципиальные различия в трендах развития с Россией?

— Текущее состояние мирового рынка сбыта меня несколько настораживает. Превращение дистрибьюторов в компании, поглотившие своих конкурентов, ограничивает выбор клиентов. На основных рынках Европы и США работает горстка гигантских дистрибьюторских организаций. С одной стороны, сокращение числа производителей и дистрибьюторов является благом для клиентов. Однако небольшие и средние клиенты недополучают требуемую поддержку и обслуживание.

У клиентов сократился выбор — у них стало меньше возможностей в приобретении компонентов. Кроме того, обеспечить полноценную техническую поддержку заказчикам, а также консультации по выбору компонентов стало намного труднее при таком уровне консолидации, когда крупные дистрибьюторы представляют 400–500 разных производителей. Надеюсь, что все-таки производители начнут снова инвестировать в технические службы по продажам и отделы проектирования по условиям заказчика. Российский рынок, на мой взгляд, эта тенденция не затронула, т. к. на нем по-прежнему работает очень большое количество отечественных дистрибьюторов, а глобальные дистрибьюторские компании к нему имеют ограниченный доступ. Наибольшие различия между российским и остальным рынком заключаются в количестве компаний, стоящих на пути между производителем и клиентом. В настоящее время во многих случаях это три-четыре компании, тогда как в Европе и США отчетливо прослеживается сокращение числа посредников до одной компании.

— В России компания Würth Elektronik работает по классической двухуровневой модели «производитель – дистрибьютор». Сколько у компании дистрибьюторов на российском рынке и по какому принципу вы их отбираете?

— Чем меньше посредников между клиентами и производителем, тем для них лучше. Действительно, мы работаем строго в соответствии с двухуровневой моделью. В России наша компания сотрудничает со своими глобальными партнерами Digi-Key, Distrelec, Farnell, Mouser и RS Components — онлайн-дистрибьюторами, которые работают напрямую с клиентами. У этих компаний, поставляющих наши изделия, есть платформы с технической поддержкой. Кроме того, мы постоянно поддерживаем связь с клиентами напрямую. Правда, в этом отношении имеются некоторые исключения. Нашим основным локальным дистрибьютором является компания «Симметрон», поскольку у нее есть возможность напрямую работать с клиентами и помогать им. На российском рынке имеется немало дистрибьюторов, но за более чем 10 лет нашего партнерства мы призываем клиентов работать только с «Симметроном». Эта компания очень профессионально относится к обслуживанию. Квалификация сотрудников по продажам, техническим и административным вопросам очень высока. Кроме того, «Симметрон» постоянно развивается и адаптируется к рыночным условиям.

Мы довольны такой моделью, поскольку чувствуем, что можем положиться на этого дистрибьютора.

— Ваши клиенты обращаются в компанию для решения проблем или, в основном, им требуется приобрести наиболее подходящие изделия?

— В первую очередь, им требуется решить вопрос о приобретении нужного компонента. В то же время клиенты все чаще обращаются с просьбой о помощи или, например, за консультацией по вопросам подавления электромагнитных помех. Мы рады, что клиенты могут напрямую обратиться к нам с такими просьбами. Мы, как производитель, всегда обладаем актуальной информацией о наличии позиции на складах, знаем, какие компоненты являются наиболее доступными и рекомендованными к новому дизайну. В нашей компании на российском рынке работают пять человек, которые связываются с клиентами напрямую и помогают решать их задачи. В компании мы называем своих менеджеров по продажам проект-менеджерами.

— Сколько ресурсов компания ежегодно тратит на поддержание лояльной партнерской сети дистрибуции в России?

— Уверен, мы не занимаемся такой поддержкой. Надеюсь, все наши партнеры по сбыту согласятся, что мы посто-

янно развиваем партнерские отношения. Трудно оценить эти усилия в количественном выражении, но мы размещаем информацию об изделиях, проводим технические тренинги и информируем дистрибьюторов о своей деятельности на разных уровнях, предлагаем новые идеи по обслуживанию клиентов и поощряем взаимодействие между отделами продаж.

— Осуществляете ли вы в России прямые продажи?

— Да, помимо поставок продукции через нашего дистрибьютора «Симметрон» мы можем осуществлять прямые продажи клиентам. Миссия нашей компании заключается в предложении сервиса нашим клиентам, вне зависимости о того, как они размещают заказы — через дистрибьютора или напрямую. У нас есть большой логистический центр в Германии, с которого идут отгрузки по всему миру. Но, как бы то ни было, окончательный выбор — за нашими клиентами. Только они определяют, что для них важнее и какой способ поставок для них предпочтительнее.

— Как вы считаете, могут ли сегодня производители электронных компонентов работать в России напрямую, не прибегая к услугам дистрибьюторов?

— В первую очередь, этот вопрос следует адресовать заказчикам. Я считаю, что производитель может заниматься бизнесом напрямую, но, прежде всего, к совместной работе и созданию соответствующих бизнес-моделей должен быть готов клиент. Российский рынок в силу имеющегося таможенного законодательства, ограничений и своей большой территории сталкивается с определенными проблемами, которые, в конце концов, решаются путем договоренностей.

Прямой бизнес требует увеличения инвестиций со стороны компании — например, нам придется при его расширении увеличить персонал российского представительства, что, в принципе, не представляет особых проблем. В конечном итоге, клиенты должны проявить готовность покупать у международной компании.

— Долгое время в России была наиболее распространена трехуровневая модель дистрибуции, в рамках которой между производителем и его конечным клиентом помимо дистрибьюторов было звено в лице дилеров. К настоящему времени оно исчезло. Как долго, по вашему мнению, продержится двухуровневая модель в России?

— Трехуровневая модель уже мертва. Поскольку каждый посредник увеличивает цену, возникает закономерный вопрос, появляется ли при этом добавленная стоимость. Понятно, что небольшим компаниям, находящимся в очень отдаленных местах, такой канал необходим для централизованного получения заказов. Но постепенно, думается, эта модель себя исчерпает.

Хорошо, что схема с несколькими посредниками в цепочке поставок прекращает свое существование. Считаю, что дистрибьютор всегда должен вносить добавочную стоимость в продукт, чтобы оправдать свою прибыль. Поскольку российские дистрибьюторы, работающие с клиентами по двухуровневой модели, предоставляют им немало дополнительных услуг, к которым относятся, например, техническая поддержка и склады на местах, эта схема вполне жизнеспособна. Наше сотрудничество с «Симметроном» — яркий тому пример! В то же время локальным дистрибьюторам нет смысла пытаться конкурировать с глобальными компаниями в онлайн-бизнесе или торговать продукцией сотен производителей.

— Последние годы Интернет развивается бурными темпами. Появились новые сервисы и возможности работы, например видеоконференции, вебинары, техническая онлайн-поддержка, услуги по проверке проектов клиентов, интернет-продажи. Как эти изменения влияют на модели продаж компонентов? Насколько актуальны локальные офисы продаж и склады в разных странах?

— Появление новых сервисов и новые достижения меняют рынок. В мире электроники происходит очень быстрая смена поколений. Но, как известно, на каждое «да» существует «нет». Приведу пример. Около семи лет назад все известные глобальные дистрибьюторы прекратили выпускать бумажные каталоги, переключившись на электронные сервисы. Спустя два-три года, увидев, что потребность в печатных материалах не исчезла, некоторые дистрибьюторы снова стали выпускать каталоги и брошюры в бумажном формате. Считаю, что в дальнейшем потребность в местных офисах продаж никуда не денется, что наглядно доказывает опыт и нашей компании, и, например, Texas Instruments. В будущем потребность в местных складах с необходимыми компонентами и быстрым оборотом только увеличится, особенно в развивающихся странах с большими территориями.

Нельзя не сказать несколько слов об онлайн-платформах. Все чаще инженерам-проектировщикам приходится работать в условиях острого дефицита времени. Инженерам становится сложнее встретиться с нами — производителями и дистрибьюторами. В этих условиях на помощь приходят онлайн-платформы с техническим контентом. Например, мы предлагаем разработчикам онлайн-платформу Red Expert. Получив к ней доступ с любого компьютера, можно рассчитать схему, определить параметры катушек индуктивности и т. д. Эта платформа является неоценимым помощником для клиентов, в распоряжении которых — только удаленный доступ.

— Какую форму общения с клиентами вы считаете наиболее эффективной? Выставки, семинары, интернет или печатные издания?

— Мы — сторонники разнообразного и прямого общения. В этом году наша компания участвует в выставке «ЭкспоЭлектроника». Наверняка, мы также примем участие с «Симметроном» в других выставках, например в «Силовой электронике». Несколько лет тому назад наша компания начала проводить семинары. В прошлом году у нас состоялся первый большой семинар, на который были приглашены «Симметрон», Infineon, NXP и Rohde & Schwarz. Их клиенты участвовали в технических семинарах. В общей сложности набралось более 300 участников. Мы повторим это мероприятие в сентябре текущего года. В России мы поддерживаем местные медийные издания, предлагая технический контент на русском языке. Мы также проводим веб-семинары на международном уровне. Таким образом, мы по-разному взаимодействуем с участниками рынка. Наша компания стремится быть как можно более открытой.

— Нужна ли группа технической поддержки для каждой линейки продукции?

— Да. В России, например, свою помощь предлагает инженер технической поддержки. В отдельных случаях клиенты могут обратиться за помощью инженеров-технологов или разработчиков из Германии и других стран. Нам очень важно, чтобы техническая поддержка клиента осуществлялась не только по электронной почте или телефону. Без технических отделов мы не смогли бы поддерживать свой рост, составлять рекомендации по применению. Иногда роль технических отделов принижается, но они очень важны.

ВЫБОР И ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ФЕРРИТОВЫХ БУСИН ДЛЯ ПОДАВЛЕНИЯ ЗВОНА В ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ

КРИСТОФЕР РИЧАРДСОН (CHRISTOPHER RICHARDSON),
РАНЖИТ БРАМАНПАЛЛИ (RANJITH BRAMANPALLI), Würth Elektronik

В статье рассматриваются ферритовые бусины типоразмеров 0603 и 0805 компании Würth Elektronik, которые позволяют уменьшить скорость нарастания импульсов в переходных процессах при коммутации MOSFET верхнего плеча в синхронном понижающем преобразователе, чтобы уменьшить амплитуду и продолжительность звона.

ВВЕДЕНИЕ

«Звон» – распространенный термин, обозначающий нежелательные колебания, которые происходят при коммутации ключа и наличии паразитных индуктивностей и емкостей. Паразитная емкость ключа, высвобождающая энергию при его переключении, образует звон с паразитными индуктивностями дискретных силовых дросселей, проводников печатной платы, выводов компонентов, разъемов и т. д. Поскольку у печатных плат всегда имеются паразитные элементы, все импульсные преобразователи генерируют, по крайней мере, незначительный звон. Частоты этих электромагнитных помех (ЭМП), как правило, находятся в диапазоне 50–200 МГц. На этих частотах проводники печатных плат, а также входные и выходные выводы работают как антенны, приводя к появлению кондуктивных помех и излучаемого шума.

Большинство импульсных преобразователей работает на частотах до 5 МГц. Поскольку мощность высших гармонических составляющих, возникающих при коммутации, как правило, очень мала на частотах до 50 МГц и выше, на осциллограмме излучаемых ЭМП эти гармоники маскируются основной частотой и могут остаться незамеченными. Кроме того, если пульсации основной частоты относительно просто подавляются с помощью LC-фильтров, то с гармониками высших порядков дело обстоит иначе. На частотах 50–200 МГц многие дроссели фильтра ведут себя не как индуктивности, а как емкости, и практически перестают ослаблять сигналы. Схожим образом ведут себя и конденсаторы фильтра, импеданс которых в диапазоне 50–200 МГц приобретает индуктивный характер. В таких случаях более эффективным способом фильтрации является использование ферритовых бусин, поскольку у них очень малое сопротивление на низких частотах (как правило, меньше 10 МГц). Однако у этих компонентов очень большие резистивные потери в диапазоне частот 10 МГц…1 ГГц, что зависит от их типа и конструкции. Как правило, ферриты применяются последовательно входным и выходным соединениям импульсных преобразователей, а также последовательно силовым ключам, как видно из рисунка 1.

Поскольку главным недостатком размещения ферритовых бусин на рисунке 1 является прохождение через них больших токов, номинальные сопротивления этих устройств по постоянному току должны соответствовать требованиям к мощности рассеивания. Кроме того, необходимо также учитывать рассеиваемую мощность устройствами при преобразовании высокочастотного звона в тепло. Величину рассеиваемой мощности высокочастотных токов трудно рассчитать, т. к. амплитуда сигналов почти полностью зависит от паразитных элементов. На практике ферритовые бусины выбираются так, чтобы их номинальный ток в два раза превышал фактическое максимальное значение тока через эти элементы. При небольшой мощности применяются недорогие устройства для поверхностного монтажа, но при высоких значениях мощности необходимо параллельно устанавливать большие ферриты, что приводит к удорожанию схемы и уменьшению свободного места на плате.

В статье рассматриваются ферритовые бусины типоразмеров 0603 и 0805, которые позволяют уменьшить скорость нарастания фронта в переходных процессах при коммутации MOSFET верхнего плеча в синхронном понижающем преобразователе, что, в свою очередь, позволяет уменьшить

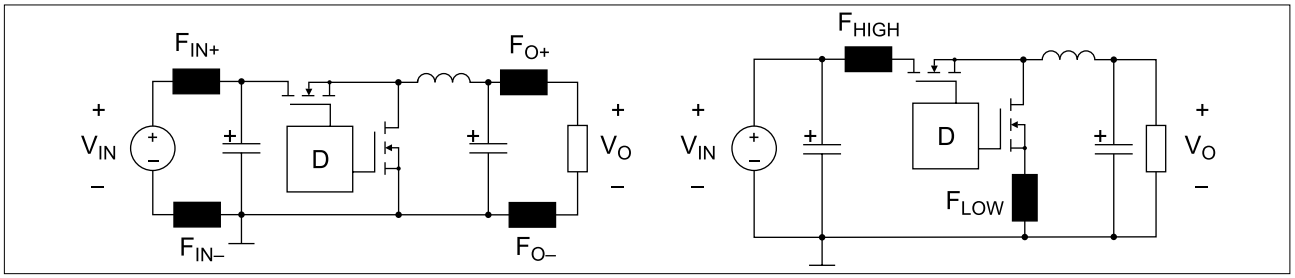


Рис. 1. **Типовая схема синхронных понижающих преобразователей с использованием ферритовых бусин**

амплитуду и продолжительность звона. В частности, уменьшение скорости нарастания фронта импульсов обеспечивает превосходные результаты; при этом лишь незначительно возрастают потери на переключение. Эта задача решается путем тщательного выбора и настройки сопротивления, установленного в цепь затвора MOSFET или вывода с положительным напряжением питания для затвора в управляющей цепи. Однако ферритовая бусина того же размера, что и резистор, так же или даже лучше справляется с поставленной задачей. Выбор бусины осуществляется с помощью ее технического описания, что намного сокращает время испытаний.

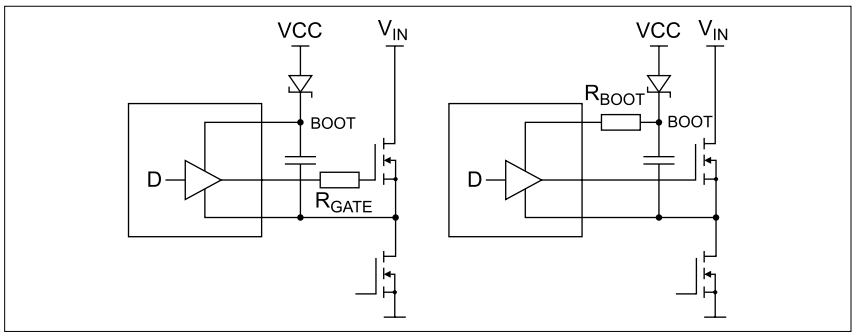


Рис. 2. **Резисторы на затворе уменьшают время нарастания и спада импульсов, тогда как резисторы R_{BOOT} в бутстрепной цепи замедляют лишь нарастающий фронт**

УСТАНОВКА БУСИНЫ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО БУТСТРЕПНОЙ СХЕМЕ

На рисунке 2 показаны два возможных способа реализации элемента, ограничивающего скорость нарастания фронта импульсов: в цепь затвора MOSFET верхнего плеча или последовательно бутстрепной цепи. Второй способ предпочтительнее по трем основным причинам. Во-первых, при его использовании ограничивается только скорость восходящего фронта, благодаря чему экономится расходуемая мощность, т. к. в каждом цикле замедляется только один переходный процесс (при его замедлении, как известно, увеличиваются потери на переключение). Во-вторых, замедление скорости нарастания восходящего фронта управляющего MOSFET в синхронном понижающем преобразователе может стать причиной возникновения нежелательного сквозного тока между шинами питания, когда оба MOSFET одномоментно находятся во включенном состоянии. В-третьих, если резистор затвора можно задействовать, только если MOSFET не встроен в преобразователь, то бутстрепный

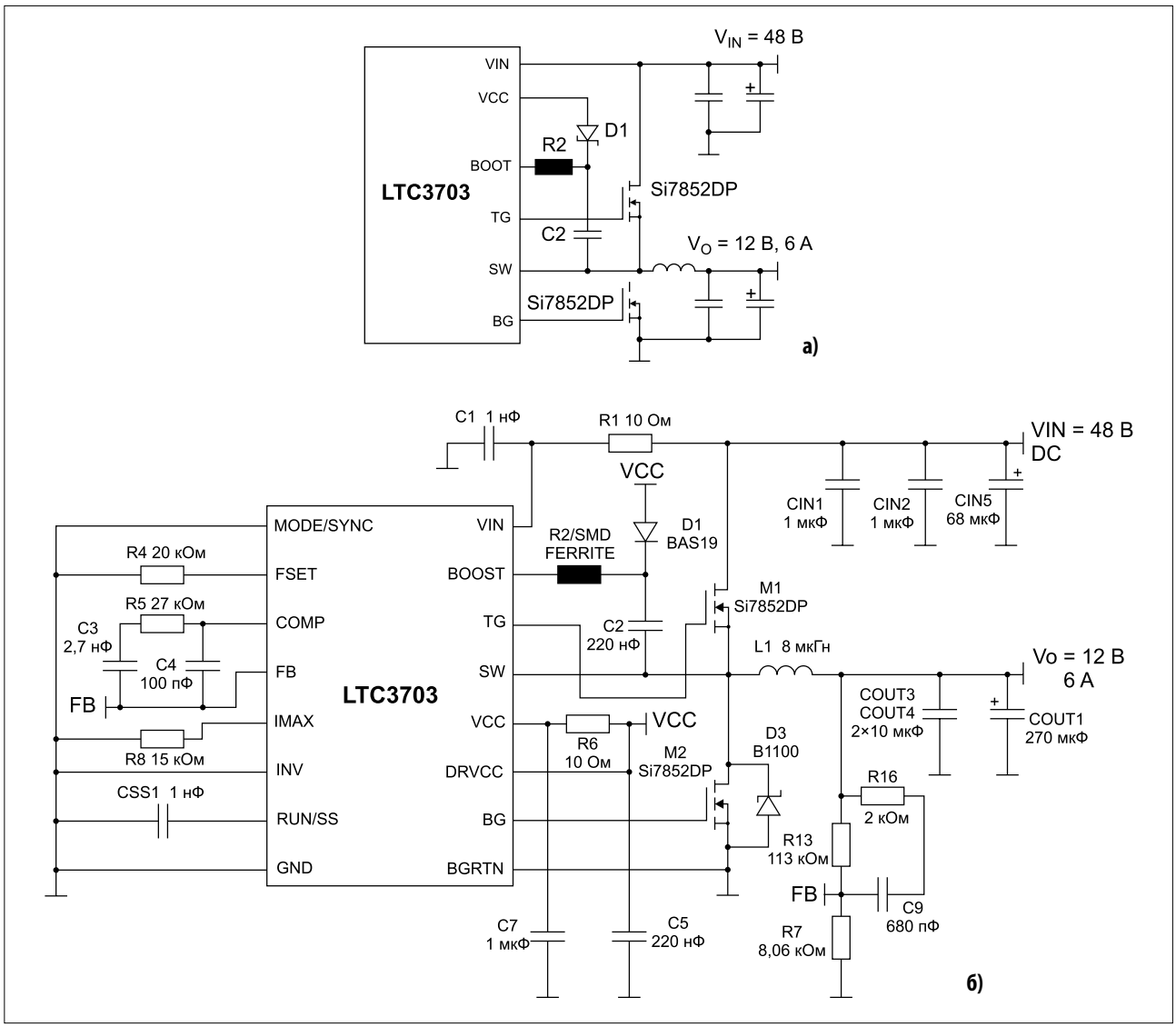


Рис. 3. **а) в упрощенной схеме, используемой в демо-плате DC501, имеется элемент R2 для ограничения скорости нарастания фронта импульсов; б) полная схема**

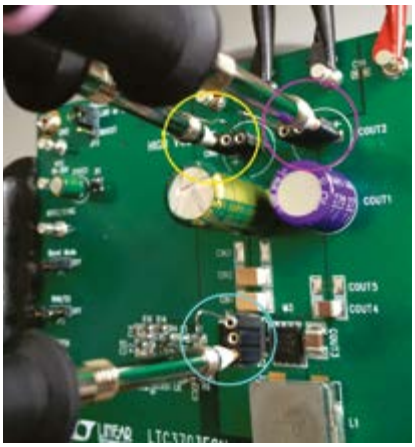


Рис. 4. **Корректное измерение напряжение с малым уровнем шума. Желтым кружком обозначен вывод с входным напряжением, розовым – вывод с выходным напряжением, бирюзовым – коммутационный узел**

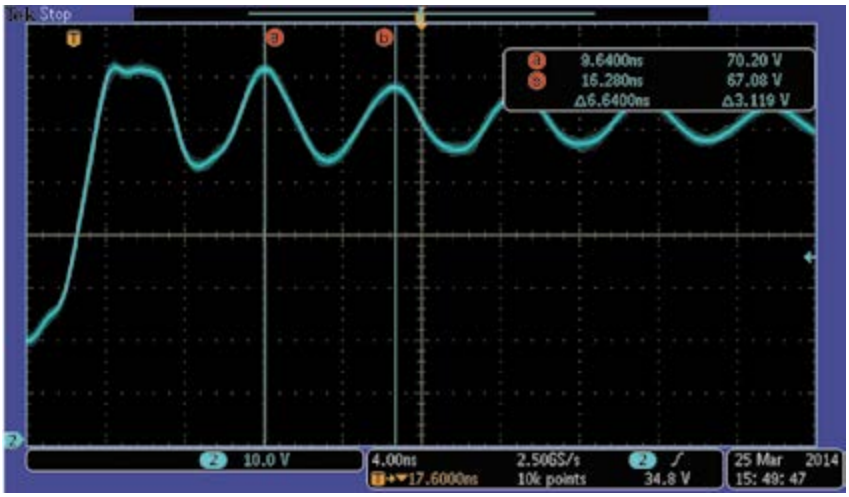


Рис. 5. **Результаты измерения схемы без элементов управления скоростью нарастающего фронта показали, что период звона равен 6,64 нс, что соответствует частоте 150 МГц**

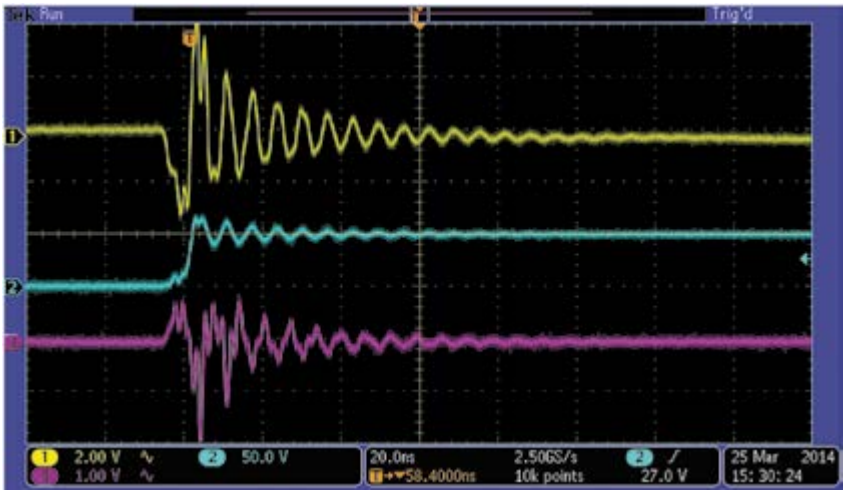


Рис. 6. **Звон схемы демо-платы DC501A в отсутствие схемы по управлению скорости нарастания сигнала при: V_{IN} = 48 В; V_{OUT} = 12 В; I_{OUT} = 6,0 А**
Кан.1 = V_{IN} связан. по перем. току, Кан.2 – коммут. узел, кан.3 = V_{OUT} AC

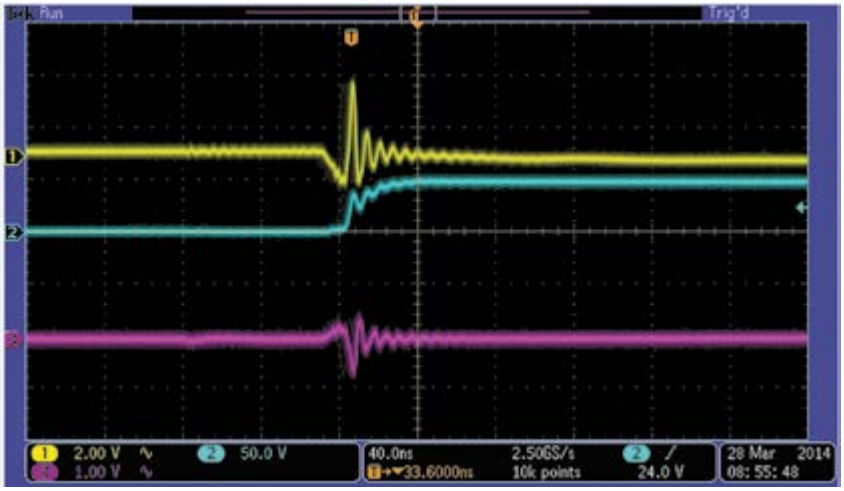


Рис. 7. **Звон схемы демо-платы DC501A при использовании толстопленочного резистора R2 величиной 16,2 Ом: V_{IN} = 48 В; V_{OUT} = 12 В; I_{OUT} = 6,0 А**
Кан.1 = V_{IN} связан. по перем. току; кан.2 – коммут. узел; кан.3 = V_{OUT} AC

вывод доступен при использовании большинства понижающих регуляторов с собственными MOSFET, что повышает применимость этого метода для управляющих микросхем многих других типов.

ВЫБОР ФЕРРИТОВОЙ БУСИНЫ

Для рассматриваемого приложения предлагается демо-плата DC501A с синхронным понижающим контроллером LTC3703 Linear Technology. Упрощенная схема его использования показана на рисунка 3а, а на рисунке 3б – полная схема.

Измерение частоты звона

Рассмотрим схему преобразователя, в которой отсутствуют элементы, ограничивающие скорость нарастания фронта. Как видно из рисунка 3а, типовое значение входного напряжения этого преобразователя составляет 48 В, выходное – 12 В, а максимальный выходной ток – 6 А. Для захвата восходящего фронта сигнала коммутационного узла следует выбрать полную полосу пропускания осциллографа. Воспользуемся пробником с пружинными наконечниками, который поставляется вместе с вольтметровыми щупами для осциллографов, чтобы минимизировать поступление излучаемых помех в контуре, образованном наконечником и гибким заземляющим проводом. Для испытаний было выбрано приспособление с секцией из трех выводов, находящихся на расстоянии 2,54 мм друг от друга, с центральным усеченным выводом (см. рис. 4). Вместо отсутствующего или утерянного пружинного наконечника можно с успехом задействовать кусок неизолированного провода длиной 0,5–0,75 мм, обвитого вокруг корпуса пробника.

На рисунке 5 масштаб отображения сигнала выбран так, чтобы можно было легко измерить частоту звона. В данном случае она равна 150 МГц.

Расчет или измерение среднего бутстрепного тока

Средний бутстрепный ток силового MOSFET верхнего плеча рассчитывается следующим образом:

$$Ig_{DRIVE} = 0,5Q_{G-MAX} \cdot f_{SW}.$$

В рассматриваемом примере преобразователь работает на частоте 260 кГц, а величина максимального заряда

на затворе равна 41 нКл. Исходя из того, что длительность переднего фронта импульса при коммутации составляет 1% периода сигнала, для образования максимального заряда затвора 41 нКл средний ток во включенном состоянии MOSFET равен примерно 5,3 мА:

$$Ig_{DRIVE} = 0{,}5 \cdot 41\ нКл \cdot 260\ кГц = 5{,}3\ мА.$$

В сигнал бутстрепного тока также входят импульсные помехи, возникающие при переключении тока MOSFET величиной 1 А или больше. Поскольку их продолжительность не превышает 100 нс, а вклад в разогревание феррита минимальный, ими можно пренебречь.

Выбор феррита с максимальным сопротивлением на частоте звона

Ферритовые бусины для поверхностного монтажа серии WE-CBF от компании Würth Elektronik выпускаются с типоразмерами 0402–1812, а благодаря серийному производству у серии 0603 очень привлекательная цена. (Заметим, что в серии WE-TMSB имеются миниатюрные ферритовые бусины). Несмотря на свои малые размеры, даже компоненты серии 0603 с максимальным сопротивлением при 150 МГц могут работать со средним током 50 мА и тем более с управляющим током 5 мА, как в рассматриваемом примере. На рисунках 6–9 сравнивается работа исходной схемы без элемента управления скоростью нарастания фронта со стандартным резистором 16,2 Ом, с ферритовой бусиной 74279265 (типоразмер: 0603; ном. сопротивление: 600 Ом при 150 МГц), а затем с ферритовой бусиной 742792693 (типоразмер: 0603; ном. сопротивление: 2200 Ом при 100 МГц; на 150 МГц сопротивление равно примерно 1500 Ом).

Это устройство с максимальным сопротивлением на частоте звона позволяет наилучшим образом уменьшить не только амплитуду, но и продолжительность нежелательных колебаний (см. рис. 10), а его выбор не представляет особого труда и осуществляется с помощью соответствующих технических описаний.

На рисунке 11 показаны типовые частотные характеристики реактивного сопротивления, активного сопротивления и импеданса ферритовых бусин 74279265 (600 Ом) и 742792693 (2200 Ом). На всякий случай напомним, что на количество тепла, образующегося за счет преобразования высокочастотного сигнала, влияет активное (омическое) сопротивление.

Потери мощности и ее рассеивание

При управлении крутизной сигнала достигается некий компромисс между уменьшением ЭМП и растущими потерями. Замедление скорости нарастания сигнала при переключении MOSFET может привести к перегреву этого ключа, снижению общей эффективности до неприемлемого уровня. В таблице 1 представлены значения входного тока и КПД рассматриваемой схемы без элемента управления крутизной сигнала, с подобранной величиной R2 = 16,2 Ом и с двумя ферритовыми бусинами.

Несмотря на то, что для повышения электромагнитной совместимости

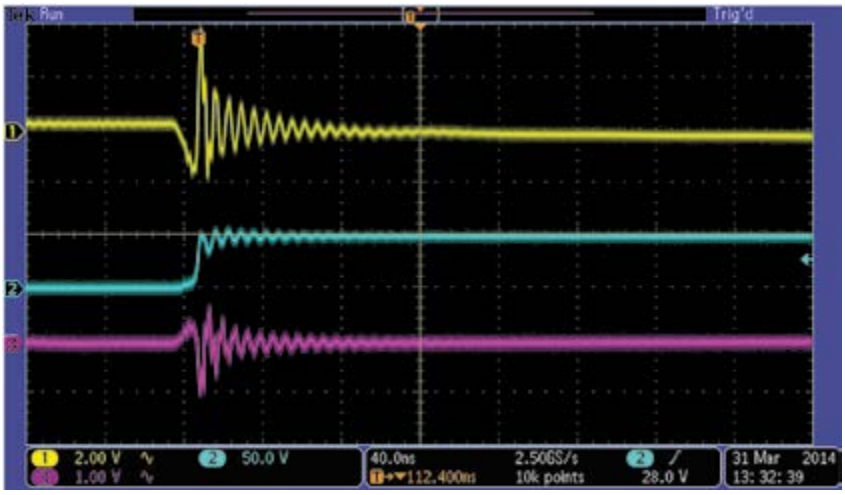


Рис. 8. **Звон схемы демо-платы DC501A при использовании 600-Ом феррита 74279265 типоразмера 0603: V_{IN} = 48 В; V_{OUT} = 12 В; I_{OUT} = 6,0 А**
Кан.1 = V_{IN} связан. по перем. току; кан.2 – коммут. узел; кан.3 = V_{OUT} AC

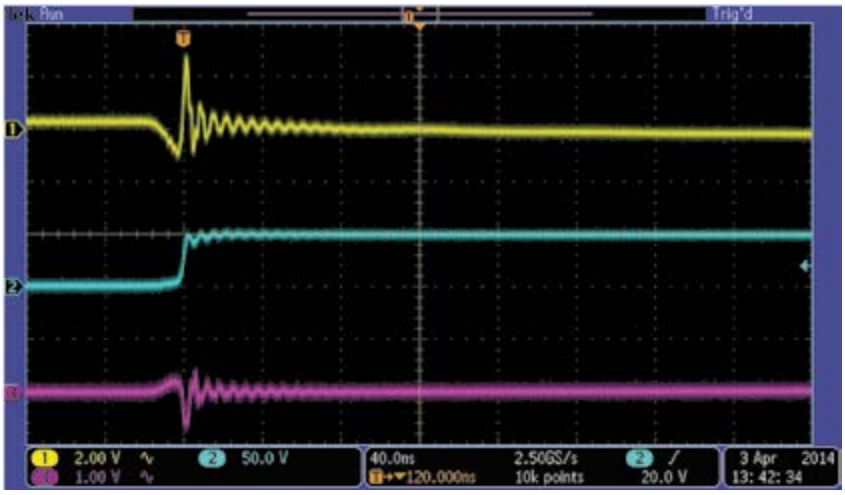


Рис. 9. **Звон схемы демо-платы DC501A при использовании 2200-Ом феррита 74279263 типоразмера 0603: V_{IN} = 48 В; V_{OUT} = 12 В; I_{OUT} = 6,0 А**
Кан.1 = V_{IN} связан. по перем. току; кан.2 – коммут. узел; кан.3 = V_{OUT} AC

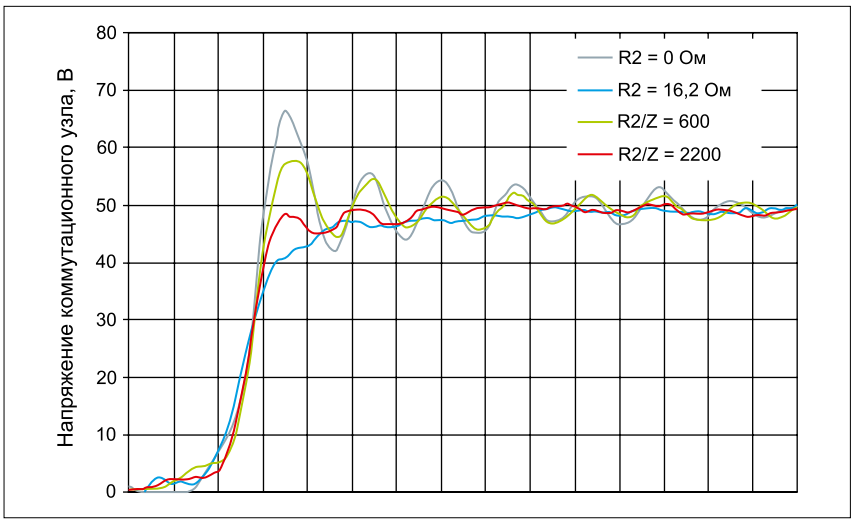


Рис. 10. **Сравнение напряжений коммутационного узла**

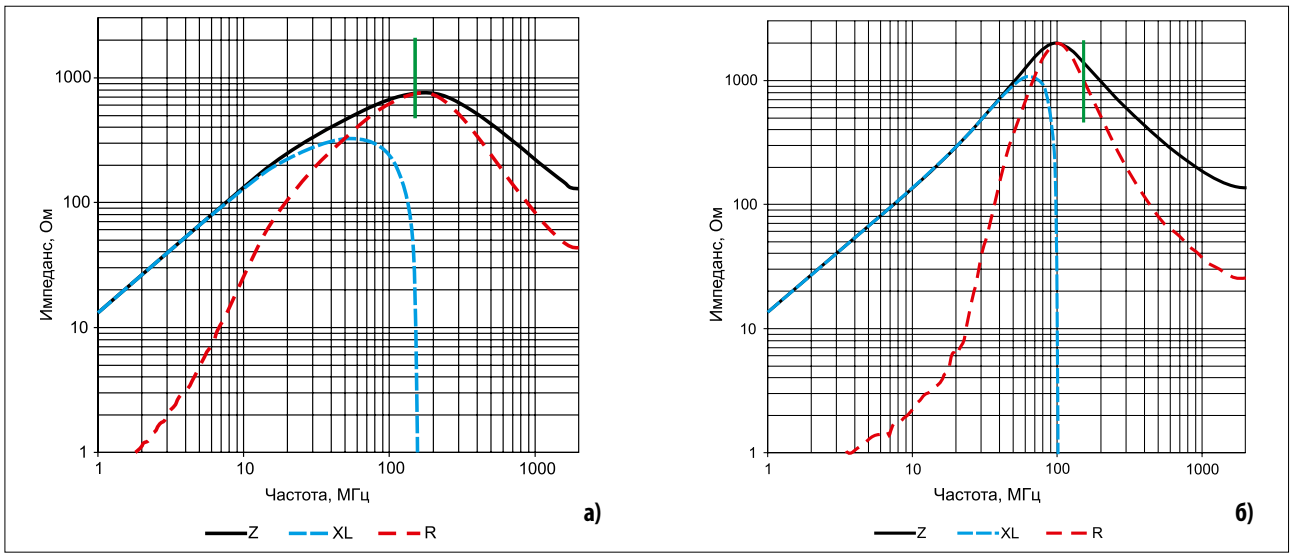


Рис. 11. **Типовые частотные характеристики реактивного и активного сопротивлений, а также импеданса ферритовых бусин: а) 74279265 и б) 742792693**

Таблица 1. **Сравнение значений входного тока и КПД в зависимости от использования элементов управления крутизной сигнала**

Резистор R2	Входной ток, мА	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Выходной ток, мА	КПД, %
Толстопленочный шунт, 0 Ом	1600	48	12	6000	93,8
Толстопленочный 16,2-Ом резистор 0603	1614	48	12	6000	92,9
0603, 600-Ом феррит 74279265	1609	48	12	6000	93,2
0603, 2200-Ом феррит 742792693	1612	48	12	6000	93,1

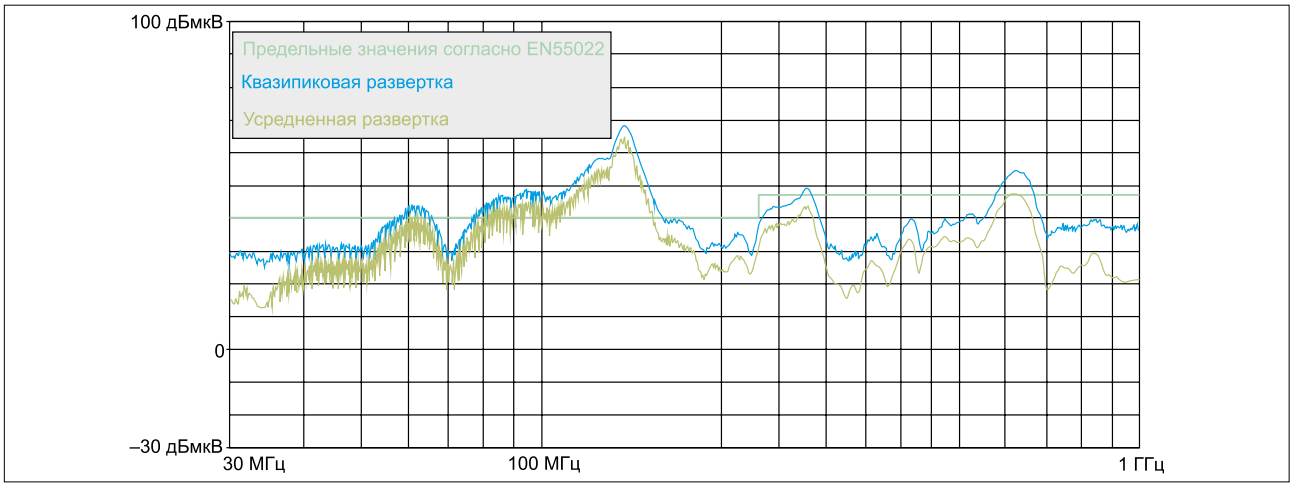


Рис. 12. **Осциллограмма излучаемых ЭМП демо-платы DC501A без элемента управления крутизной сигнала: V_{IN} = 48 В; V_{OUT} = 12 В; нагрузка = 2,0 Ом**

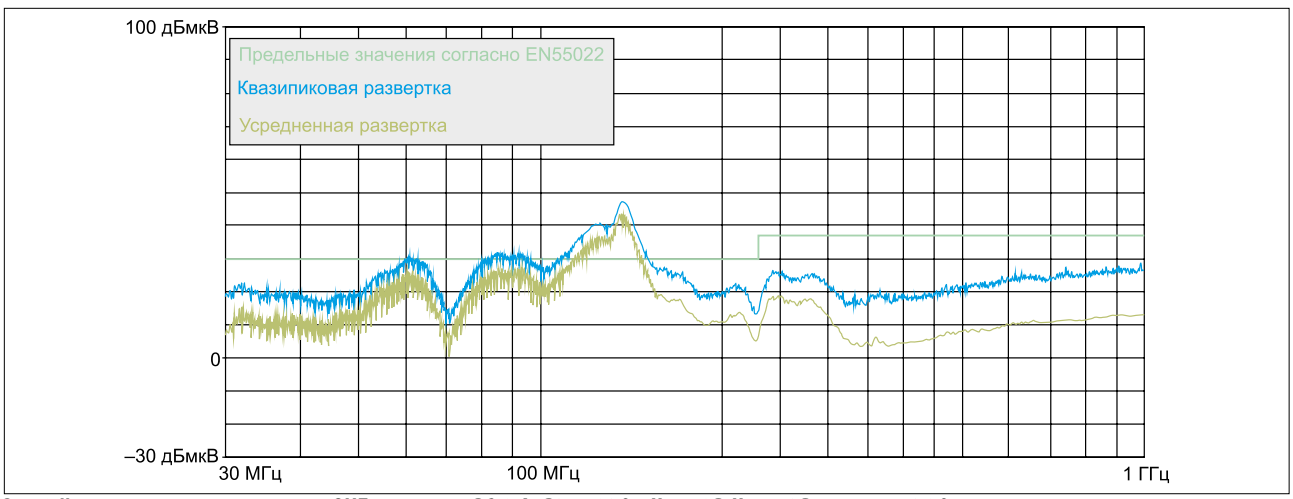


Рис. 13. **Частотная развертка излучаемых ЭМП демо-платы DC501A с R2 = 16,2 Ом: V_{IN} = 48 В; V_{OUT} = 12 В; нагрузка = 2,0 Ом**

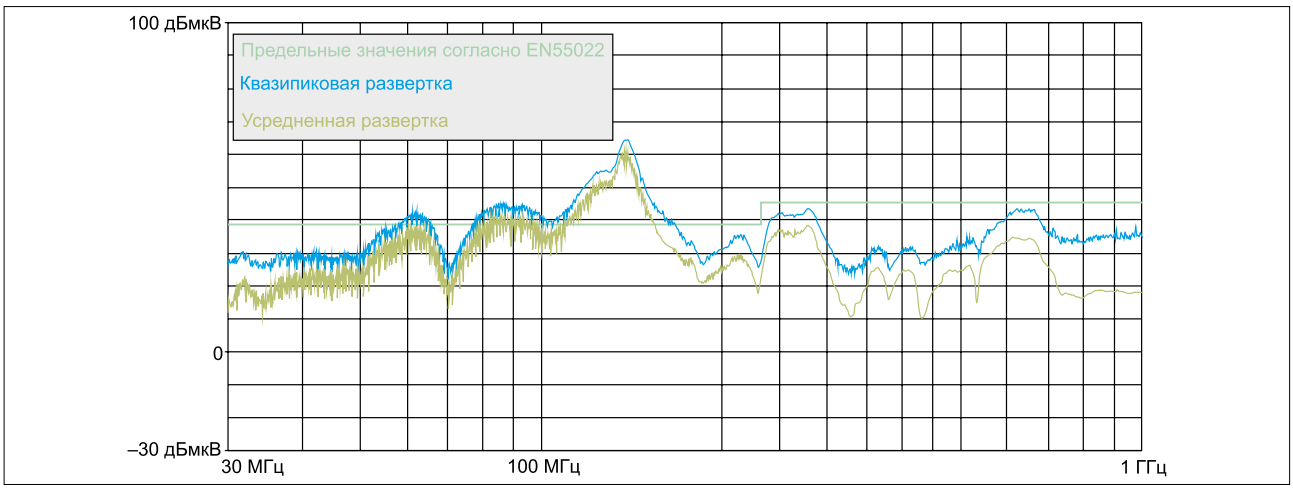


Рис. 14. **Частотная развертка излучаемых ЭМП демо-платы DC501A с R2 = 600 Ом и ферритом 0603: V_{IN} = 48 В; V_{OUT} = 12 В; нагрузка = 2,0 Ом**

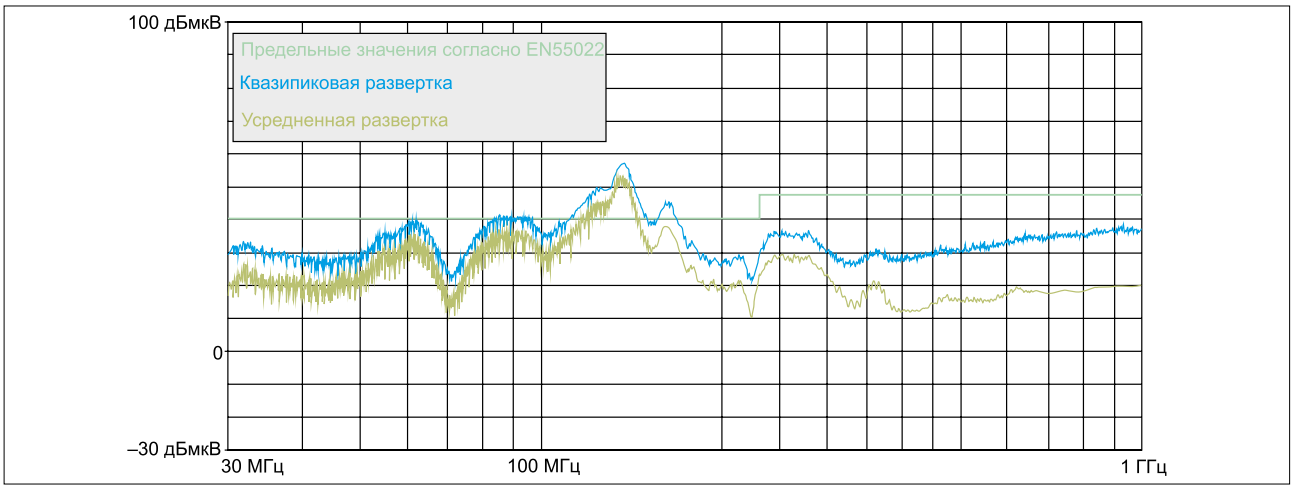


Рис. 15. **Частотная развертка излучаемых ЭМП демо-платы DC501A с R2 = 2200 Ом и ферритом 0603: V_{IN} = 48 В; V_{OUT} = 12 В; нагрузка = 2,0 Ом**

Таблица 2. **Уровни излучаемых ЭМП в диапазоне 150 МГц в зависимости от используемых элементов, ограничивающих скорость нарастания импульсов**

Частота, МГц	R2 = 0		R2 = 16,2 Ом		R2 = 600 Ом, феррит 0603		R2 = 2200 Ом, феррит 0603	
	Квазипик., дБмкВ/м	Усредн., дБмкВ/м	Квазипик., дБмкВ/м	Усредн., дБмкВ/м	Квазипик., дБмкВ/м	Усредн., дБмкВ/м	Квазипик., дБмкВ/м	Усредн., дБмкВ/м
149,989	51,01	40,56	41,33	31,11	49,03	40,3	39,16	29,67
150,086	50,42	46,33	40,47	36,82	49,18	44,55	38,9	30,63
150,183	50,62	41,16	40,95	29,65	48,96	38,6	38,01	30,57

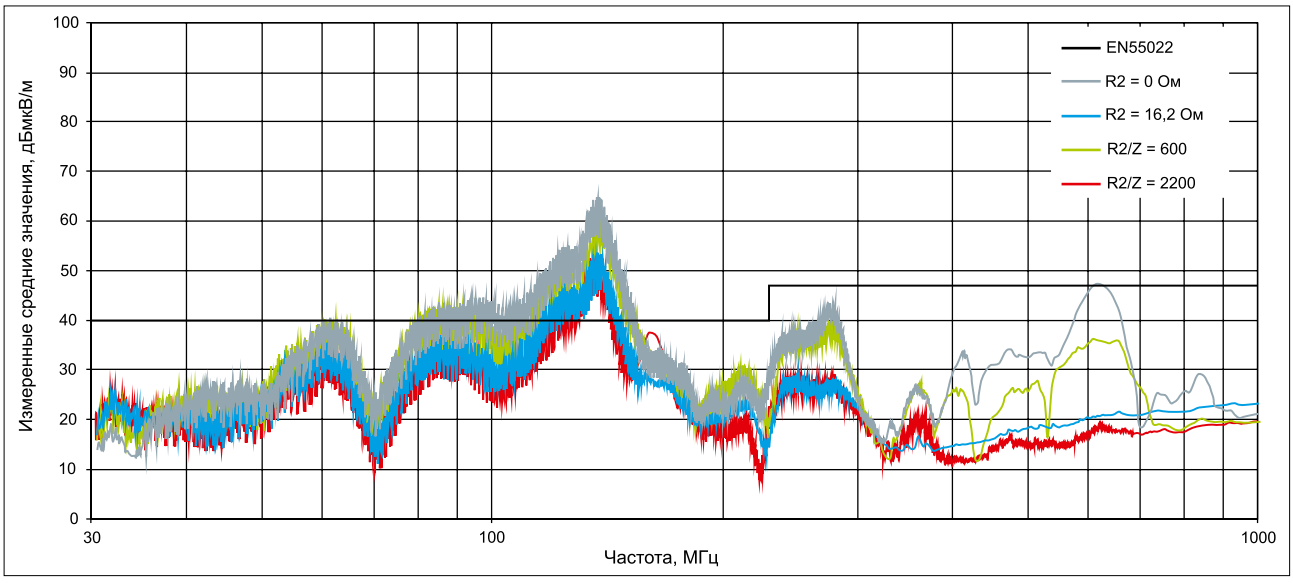


Рис. 16. **Сравнение разверток излучаемых ЭМП при использовании платы DC501A**

потребовалось немного уменьшить КПД, применение феррита с номинальным сопротивлением 2200 Ом имеет небольшое преимущество по эффективности ограничения скорости нарастания и уменьшения звона по сравнению с использованием резистора.

Анализ излучаемых помех

В этом разделе рассматривается соответствие излучаемых электромагнитных помех демо-платы DC501A стандарту EN55022 по ЭМС для ИТ-оборудования. На рисунках 12–15 представлены частотные развертки излучаемых ЭМП демоплаты DC501A для рассматриваемых четырех случаев: без ограничивающего элемента, с ограничивающим элементом R2, а также с использованием двух ферритовых бусин с разными сопротивлениями. На рисунке 16 сравниваются все указанные развертки, а в таблице 2 приводятся уровни излучаемых ЭМП в диапазоне 150 МГц в зависимости от используемых ограничивающих элементов.

В своей совокупности, развертки излучаемых ЭМП подтверждают данные, взятые из частотной области: правильно подобранный резистор, установленный последовательно положительному выводу питания бутстрепной схемы, уменьшает квазипиковые и усредненные уровни излучаемых помех примерно на 10 дБмкВ, а ферритовая бусина с максимальным сопротивлением на основной частоте шума работает не хуже, а часто и лучше этого резистора.

УПРАВЛЕНИЕ ВКЛЮЧЕНИЕМ И ВЫКЛЮЧЕНИЕМ В ДРАЙВЕРАХ ЗАТВОРА В НИЖНЕМ ПЛЕЧЕ

Управление скоростью нарастания фронтов импульсов осуществляется и с помощью выводов затвора других импульсных преобразователей. При этом необходимо учитывать положение ограничивающего элемента относительно затворов MOSFET и IGBT. К другим топологиям с ключами в верхнем плече относятся однотактный прямоходовой полумостовой и мостовой преобразователи. При их использовании необходимо устанавливать элемент управления затвором последовательно выводу положительного питания драйвера затвора с плавающей землей. Однако в каждой из этих топологий применяется также, по крайней мере, один ключ нижнего плеча, а в повышающих, обратноходовых, прямоходовых и пушпульных преобразователях используются только ключи нижнего плеча. Как правило, нарастающий фронт сигналов требует управления, а продолжительность спадающего фронта должна быть как можно меньше. Относительно малое количество управляющих ИС оснащено специализированным выводом для управления положительного вывода источника питания их драйверов ключей нижнего уровня, тогда как в большинстве случаев наилучшим решением является установка небольшого диода Шоттки параллельно элементу управления крутизной импульсов. При этом оба подключаются к затвору, как видно из рисунка 17.

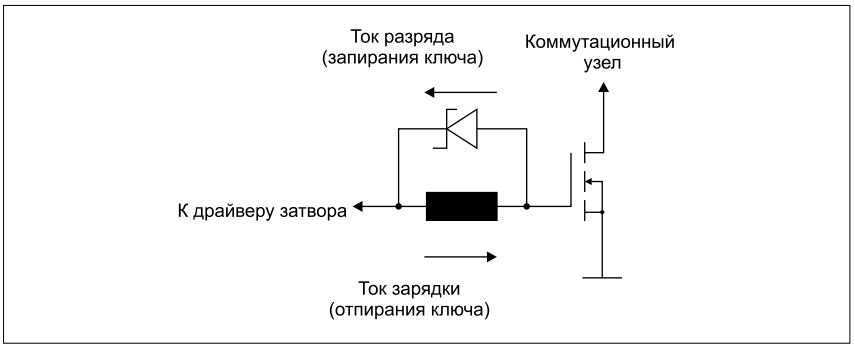


Рис. 17. **Антипараллельный диод Шоттки обеспечивает управление включением, не оказывая влияния на выключение в цепях управления затвором ключей в нижнем плече**

ВЫВОДЫ

Ферритовые бусины, установленные последовательно бутстрепному выводу понижающего преобразователя, представляют собой эффективные компоненты по ограничению звона. Эти бусины ослабляют высокочастотный шум, не занимая большого места на печатных платах и не ухудшая эффективность решения. Их преимущества над резисторами заключается в простоте выбора и малом времени тестирования. Несколько более высокая стоимость феррита 0603 по сравнению с толстопленочным резистором того же типоразмера компенсируется использованием более компактных, легких и недорогих фильтров на входах и выходах импульсных преобразователей. Снабберным схемам, установленным последовательно или параллельно коммутационным элементам, не приходится рассеивать достаточно большую мощность, что позволяет повысить эффективность, уменьшить рабочую температуру, стоимость решения и место, занимаемое на печатной плате.

НОВЫЙ SMD-ФЕРРИТ: ОПТИМАЛЬНАЯ ЗАЩИТА ПРИ ПИКОВЫХ НАГРУЗКАХ

МАРКУС ХОЛЦБРЕХЕР (MARKUS HOLZBRECHER)

Индуктивность чип-феррита создается с помощью процесса трафаретной печати. Эта технология должна быть оптимизирована для получения максимального подавления при использовании в качестве фильтра. Поэтому чип состоит из сплава никель-цинк-феррит, содержащего очень тонкий внутренний слой серебра толщиной несколько микрометров. Такая структура делает классические SMD-ферриты более уязвимыми для пиковых скачков тока нагрузки, превышающих номинальное значение, что в некоторых случаях приводит к деградации свойств или даже немедленному разрушению данных компонентов.

Типовое применение многослойного феррита показано на рис. 1, где он используется в качестве последовательного элемента входного фильтра. Из-за низкого сопротивления конденсатора при включении цепи возникает высокий кратковременный всплеск тока, создающий перегрузку SMD-феррита, многократно превышающую максимально допустимую величину номинального тока. В данном примере оптимизированный многослойный феррит, названный Würth Elektronik eiSos, как многослойный силовой чип-феррит (MPSB) имеет импеданс 600 Ом при предельно допустимом токе нагрузки 2,1 А. Однократный пиковый импульс тока в приведенной схеме достигает приблизительно 19 А при общей длительности 0,8 мс, в течение этого времени ток снижается до номинального значения.

Обычно считается, что номинальный ток SMD-ферритов определяет и предельную амплитуду тока при кратковременной перегрузке. Однако благодаря выпуску новых импульсных элементов серии MPSB теперь доступны многослойные ферриты, в спецификации которых указано пиковое значение тока перегрузки.

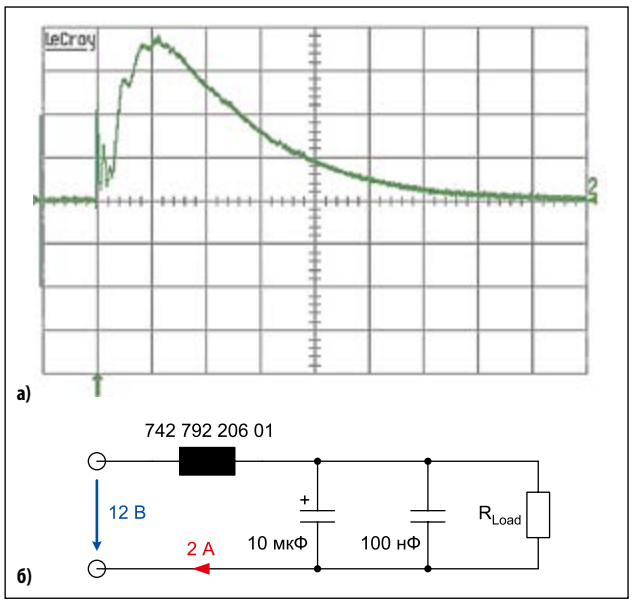


Рис. 1. **Пик тока при включении цепи (5 А/дел., 100 мкс/дел.)**

ОПИСАНИЕ ПРОБЛЕМЫ

Проблема пиковых токов возникает часто — например, при включении различных импульсных блоков питания и приводов электромоторов. В качестве приложения с повторяющимися токовыми импульсами можно упомянуть привод двигателя для стеклоочистителей лобовых стекол автомобилей. Электронные балласты светильников также способны генерировать высокий пиковый ток при включении. Входной конденсатор в импульсном блоке питания может создавать перегрузку, которую должен выдерживать фильтр EMC. Под пиковыми перегрузками здесь подразумеваются кратковременные импульсы тока длительностью менее 8 мс, за это время ток в DC-цепи должен уменьшиться до номинального значения.

Соответствующий подход в поиске общих стандартов измерения импульсных нагрузок для SMD-ферритов был найден в определении «интеграла плавления», как это делается в отношении предохранителей. Согласно стандарту, 8 мс — время протекания тока, нагревающего предохранитель, необходимое для определения значения I^2t. Если предохранитель выдерживает данный ток, он увеличивается до тех пор, пока не произойдет разрушение элемента. При проведении теста между подачей импульсов делается пауза в 10 с, необходимая для регенерации свойств элемента (охлаждения).

На основе данного стандарта компания Würth Elektronik eiSos разработала адаптированную методику испытаний, предназначенную для проверки многослойных ферритов. Импульс тока длительностью 8 мс с увеличивающейся амплитудой (начальное значение — 1 А) прикладывается к многослойному ферриту до его разрушения. Для всех тестов выбран импульс прямоугольной формы (рис. 2), поскольку он создает нагрузку с максимально возможной энергией для заданной длительности импульса, хотя при включении реальных устройств такие импульсы наблюдаются очень редко.

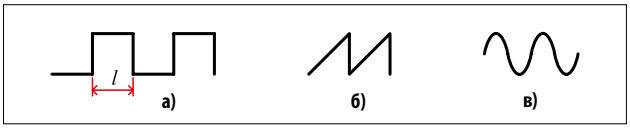


Рис. 2. **Возможные формы импульсов при включении: а) прямоугольная; б) пилообразная; в) синусоидальная**

ПАРАМЕТРЫ ТОКОВОГО ИМПУЛЬСА

В отличие от предохранителей, для многослойных SMD-ферритов невозможно вывести применимую на практике формулу, позволяющую сделать вывод о соотношении амплитуды и длительности импульса тока с помощью расчета «интеграла плавления». Эмпирически найденные данные, указанные в технической спецификации, можно использовать для проведения серии долговременных испытаний с различными параметрами.

Ниже приведен пример, объясняющий неприменимость «интеграла плавления» для многослойных ферритов на примере элемента 742 792 206 01 (Z = 600 Ом, I_R = 2,1 A, R_{DCtyp} = 43 мОм). Компоненты серии WE-MPSB имеют максимальный пиковый ток нагрузки 18 A при длительности импульса 8 мс, что соответствует значению I^2t = 2,592 A^2мс (18 A @ 8 мс (пауза 5 с, +24°C) I^2t = 2,592 A^2с). Далее показан пример расчета для длительности импульса тока 2 мс на основе значения I^2t для 8 мс:

$$I[\text{A}]_{@n(\text{мс})} = \left(\sqrt{\frac{I^2[\text{A}]\times 8[\text{мс}]}{n[\text{мс}]}}\right);\ I[\text{A}]_{@2(\text{мс})} = \left(\sqrt{\frac{2{,}592}{2[\text{мс}]}}\right) = 36\ \text{A}.$$

Однако справочные значения, показанные на рис. 3, определяют максимальное значение 24 A. Расчетная величина I^2t существенно отличается от измеренной. Следовательно, из-за разного поведения предохранителей и многослойных SMD-ферритов, к последним невозможно применить известный метод расчета интеграла плавления I^2t (рис. 4).

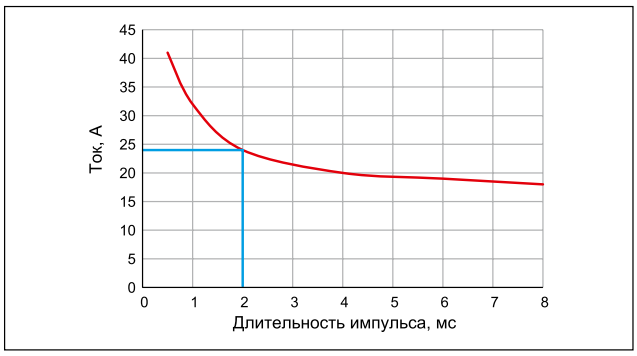


Рис. 3. **Справочные значения пикового тока нагрузки**

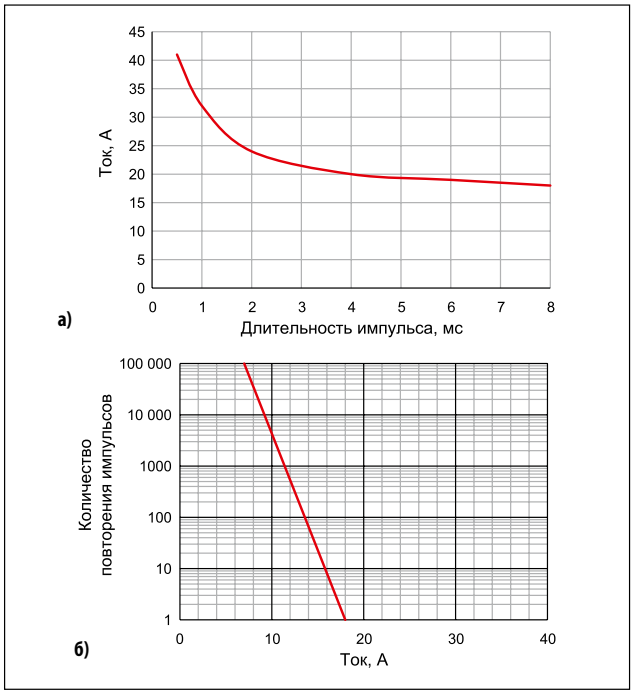


Рис. 4. **Зависимость тока от длительности импульса и количества импульсов**

ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ КОМПОНЕНТОВ WE-MPSB

Из-за наличия серебряного слоя толщиной 8–20 мкм многослойные ферриты конструктивно не предназначены для больших импульсных токов. Компанией Würth Elektronik eiSos разработана новая, оптимизированная конструкция, отличающаяся хорошим сочетанием высоких токов, до 75% меньшим значением R_{DC} и максимально достижимым импедансом во всем частотном диапазоне. В зависимости от импеданса и уровня тока конструкция оптимизирована индивидуально для каждого элемента.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ТОКОВОГО ИМПУЛЬСА

Параметры токового импульса рассматриваются более подробно на примере элемента 742 792 206 01. Токово-импульсная кривая на рис. 5а показывает максимально допустимое значение пикового тока для соответствующей длительности испытательного импульса. Временной диапазон тестовых импульсов охватывает значения от 0,5 до 8 мс. Кривая нормируется индивидуально для каждого компонента и действительна только для одноразового импульса. Определение допустимого импульсного тока для повторяющихся импульсов с помощью графика (рис. 4б) возможно при использовании второй кривой в технической спецификации. При построении кривой выбрана максимальная длительность импульса 8 мс.

Параметры треугольных импульсов

Определяющими факторами при воздействии импульсов являются следующие:

- Длительность импульса t (тестируется стандартный диапазон 0,5–8 мс). Чем длиннее импульс, тем меньше допустимая нагрузочная способность.
- Количество импульсов (тестируется от 10 до 100 000 импульсов — рис. 5б). Максимально допустимая нагрузочная способность падает с увеличением частоты импульсов.

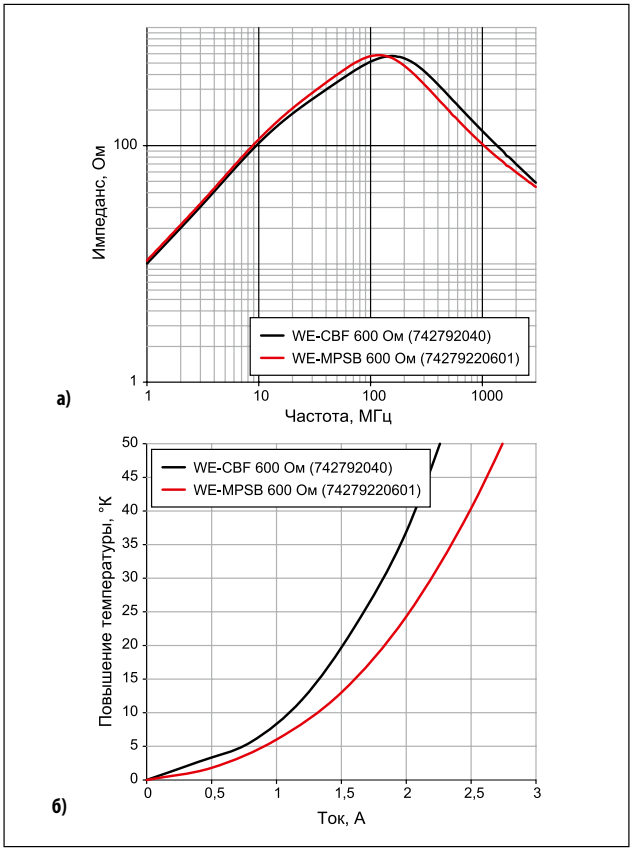


Рис. 5. **Сравнение импеданса и номинального тока нагрузки для типов WE-CBF и WE-MPSB 600 Ом**

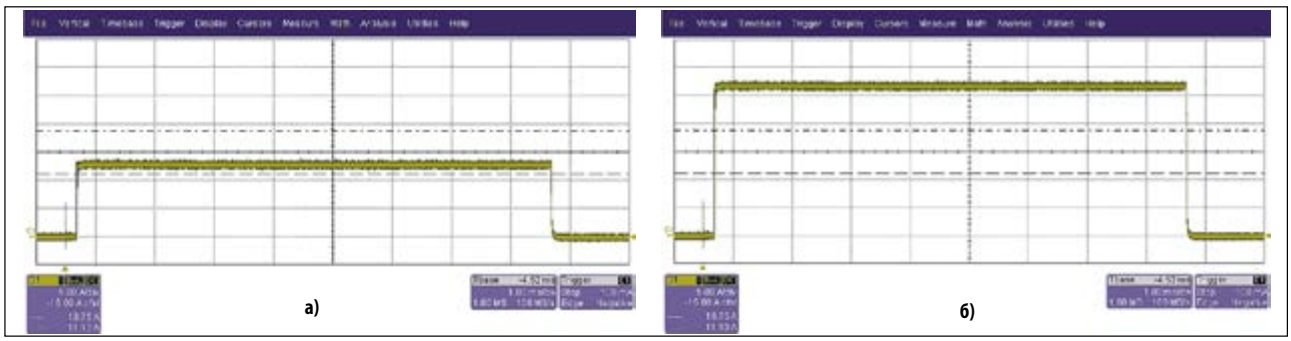


Рис. 6. **Сравнение импульсной нагрузочной способности для серий WE-CBF и WE-MPSB**

Компоненты серии WE-MPSB

Парт номер	Размер	Импеданс	Импеданс при мксимальной частоте	Максимальная частота	Номинальный ток	Сопротивление по постоянному току	Пиковый ток	Пиковый ток
		Z @ 100 МГц	Z_{max}	ТС Z_{max}	I_R	R_{DC}	I_{load}, А	I_{load}, А
		Ом	Ом	МГц	А	мОм	@ 0,5 мс	@ 2 мс
742 792 280 8	603	8	25	1930	9,5	2,5	100	93
742 792 282 60		26	39	515	6,5	5	83	74
742 792 286 00		60	99	458	5,1	8,5	67	57
742 792 281 11		110	135	226	4,1	14,5	44	30
742 792 208 00	805	80	120	662	4	13	77	51
742 792 201 81		180	202	155	4	26,5	81	48
742 792 203 21		320	347	170	2,5	30,5	59	35
742 792 206 01		600	551	108	2,1	43	41	24
742 792 211 00	1206	10	41	2178	10,5	1	100	93
742 792 211 11		110	118	150	5,4	9,5	100	86
742 792 212 81		280	288	125	3,5	22	79	47
742 792 216 01		600	610	83	2,5	38	61	36
742 792 235 60	1612	56	90	1000	10	2,5	100	93
742 792 261 01	1812	100	160	1100	8	4,5	100	93
742 792 241 01	2220	100	160	1000	7	3,5	100	94
742 792 241 51		150	230	700	5	7	100	93
742 792 241 71		170	280	700	4	11	100	93
742 792 241 81		180	240	600	5	7,5	100	93
742 792 242 51		250	300	150	4	8,5	100	93
742 792 242 71		270	350	300	4	10	100	93
742 792 244 01		400	450	110	4,5	15	100	93
742 792 245 51		550	660	300	4	28	100	93
742 792 235 60	3312	56	160	1200	10	2,5	100	95

– Температура является третьим фактором снижения; с ростом температуры увеличивается значение RDC, что приводит к дальнейшему уменьшению допустимой импульсной нагрузки.

Каждый из этих взаимосвязанных факторов также зависит от длительности базовой паузы между отдельными импульсами. Чтобы провести анализ подобной связанной системы при меньшем времени паузы, необходимо снова измерить температуру [T], количество повторений импульса [n] и его длительность [t].

СРАВНЕНИЕ СЕРИЙ WE-MPSB И WE-CBF

Цель разработки серии WE-MPSB — достижение сопоставимого значения импеданса с компонентами WE-CBF при дополнительной оптимизации сопротивления и импульсной нагрузочной способности. Пример модели 600 Ом типоразмера 0805 (рис. 5) показывает, что серия WE-MPSB при почти аналогичном импедансе имеет более высокое значение номинального тока за счет меньшего сопротивления.

Элементы WE-MPSB отличаются значительно более высокой нагрузочной импульсной способностью, чем сопоставимые модели серии WE-CBF. На рис. 6 показан максимальный уровень импульсов для модели 600 Ом (рис. 6а) и максимальный уровень импульсов для аналогичных компонентов WE-MPSB 600 Ом (рис. 6б).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Серия WE-MPSB разработана с учетом требований по пиковой нагрузке для многослойных ферритов, предусматривающих кратковременное превышение номинального значения тока. Максимальная импульсная нагрузочная способность многослойных ферритов определялась путем измерений в тестовом режиме, отличающемся от используемого для предохранителей. По сравнению с существующими многослойными компонентами структура слоев оптимизирована для получения большего тока нагрузки за счет снижения сопротивления, что делает компоненты серии WE-MPSB предпочтительным вариантом для использования в цепях с импульсными токами.

ФИЛЬТРАЦИЯ ШУМА С ПОМОЩЬЮ МНОГОСЛОЙНЫХ ЧИП-БУСИН WE-MPSB

РАНЖИТ БРАМАНПАЛЛИ (RANJITH BRAMANPALLI), Würth Elektronik eiSos

Источники питания часто проектируются для работы в установившемся режиме, а их функционирование при переходных процессах учитывается позже. На практике условия работы при переходном процессе, возникающие, например, при включении или выключении устройства, а также при изменении нагрузки, оказывают намного большее воздействие на компоненты источника питания, чем в установившемся режиме. Для подавления высокочастотного шума на входе и выходе источников питания устанавливаются ферритовые бусины. Конструктивно они выполнены либо для монтажа на кабель, либо для монтажа на плату. В последнем случае мы будем называть их чип-бусинами.

Можно привести наглядные примеры игнорирования переходных процессов, которые, однако, требуют самого тщательного учета. При включении источника питания или ШИМ-модуля для управления светодиодными драйверами возникает бросок тока. Необходимо, чтобы ферритовые чип-бусины, которые устанавливаются на входе и выходе источника питания для предотвращения выбросов тока при переходном процессе, имели небольшой размер, невысокую стоимость и высокую надежность. Эти ферриты очень хорошо фильтруют высокочастотный шум в импульсных стабилизаторах, источниками которого являются паразитные индуктивности и емкости при переходных процессах. Данный шум в диапазоне 50–500 МГц называется звоном, бросками питания или периодическим случайным шумом (PARD noise). На рисунке 1 иллюстрируется возникновение шума при коммутации, а также его появление на входе и выходе коммутационного узла.

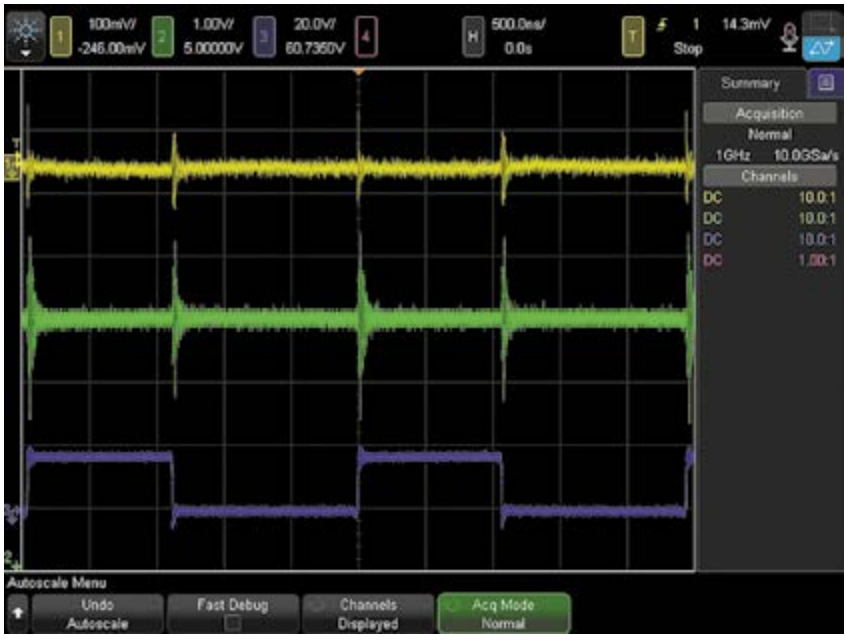


Рис. 1. **Периодический случайный шум, который возникает в коммутационном узле понижающего преобразователя** (сигнал синего цвета)**, попадает в сигнал входного напряжения** (желтый цвет) **и выходного напряжения** (зеленый цвет)

Измеренная частота периодического случайного шума, показанного на рисунке 1, составляет 170 МГц. Если кондуктивный шум в виде сигналов, приведенных на этом рисунке, проникает в провода питающей сети или в провода, связывающие источник питания с нагрузкой, возникают излучаемые электромагнитные помехи (ЭМП).

Как правило, ферритовые бусины следует устанавливать как можно ближе к преобразователю, являющемуся источником шума. Один из эффективных способов предотвратить проникновение периодического случайного шума на выводы импульсного источника питания заключается в установке ферритовых бусин последовательно его входам и выходам. Кроме того, бусины должны располагаться как можно ближе к краю печатной платы или к положительным и отрицательным выводам источника питания, подключенным к разъемам.

Как правило, ферриты устанавливаются как можно ближе к источнику шума, т. к. данный шум наводится на проводники и кабели, не защищенные фильтрами. Однако при этом имеется большая вероятность того, что высокочастотный шум в обход ферритового компонента пройдет по паразитной емкости на земляные слои и заземление. Поскольку большинство стандартов на электромагнитную совместимость начинает ограничивать излучаемые электромагнитные помехи на частоте 30 МГц, настоятельно требуется предотвратить нежелательное излучение на входных и выходных выводах. При наличии земляного слоя или экра-

нированного корпуса шум попадает во внутреннюю часть печатной платы в обход ферритовых бусин, как показано рисунке 2.

Компания Würth Elektronik eiSos недавно разработала семейство ферритовых чип-бусин с высокими номинальными средними и среднеквадратичными токами, а также малым сопротивлением по постоянному току, которые были протестированы и были сертифицированы для использования в схемах с большим импульсным током. Многослойные бусины семейства WE-MPSB обеспечивают защиту от коротких импульсов тока, величина которых намного превышает среднее значение.

ПУСКОВОЙ ТОК ПРИ ВКЛЮЧЕНИИ

При включении источника питания все конденсаторы, подключенные к входной шине, начинают заряжаться. Блок плавного включения источника питания позволяет избавиться от быстрого нарастания тока и сгладить нарастающий фронт напряжения. Но в большинстве случаев входное напряжение увеличивается очень быстро. Например, если силовая шина 12 В (DC) (см. рис. 3) подключается с помощью механического ключа к понижающему преобразователю, скорость нарастания напряжения ограничивается только сопротивлением источника питания, а также сопротивлением и паразитной индуктивностью выводов, проводников печатной платы или переключателя.

В рассматриваемом случае оказалось, что сопротивление и индуктивность 30-см испытательного кабеля для разъемов типа «банан» (однополюсная вилка) составляет 8 мОм и 0,3 мкГн, соответственно. На практике все источники напряжения ограничены по току, но если велика выходная емкость шины 12 В (DC), величина зарядного тока при замыкании механического ключа может легко превысить 30 А (см. рис. 4).

Из рисунка 4 видно, как импульс тока с максимальной величиной около 33 А спустя 100 мкс принимает значение 5 А, соответствующее предельному значению лабораторного источника питания. Еще 200 мкс требуется на то, чтобы входные конденсаторы зарядились до заданной величины 12 В. Сравним этот сигнал с током входного источника питания в установившемся режиме:

$$I_{ИСТ.,МАКС} = \frac{V_{ВЫХ.} \cdot I_{ВЫХ.,МАКС.}}{\eta \cdot V_{ВХ.,МИН.}} =$$

$$= \frac{5\ В \cdot 8\ А}{0,95 \cdot 11,4\ В} = 3,7\ А \quad ,$$

где η – измеренный КПД равный 95%.

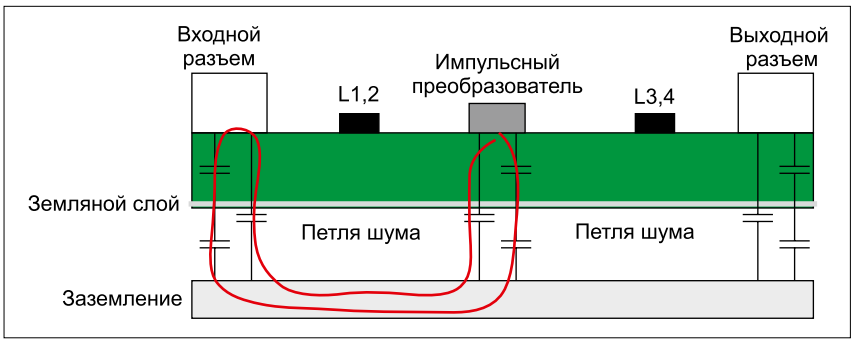


Рис. 2. **Периодический и случайный шум (PARD) в обход ферритовых чип-бусин L1–L4 проникает через емкостной элемент в слой земли на плате и поступает во входной и выходной разъемы**

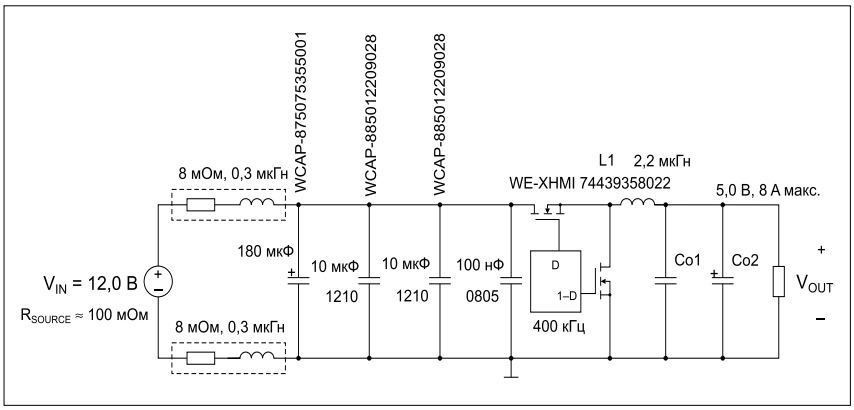


Рис. 3. **Схема понижающего преобразователя с указанными значениями сопротивлений источника питания и подводящего провода, а также индуктивностей и всех входных конденсаторов**

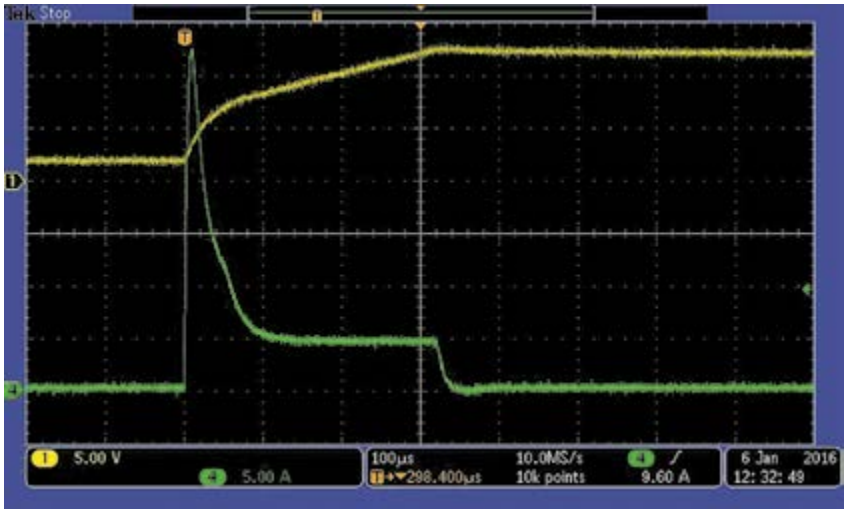


Рис. 4. **Входной пусковой ток величиной 33 А при использовании шины 12 В (DC) при почти мгновенном подключении входного керамического конденсатора на 20 мкФ и 180-мкФ полимерного алюминиевого конденсатора**

Разработчику предстоит найти напрашивающееся компромиссное решение. С одной стороны, все компоненты входного фильтра должны обеспечить пропускание токов большой величины, которые возникают при каждом включении преобразователя. С другой стороны, если выбрать ферритовые бусины с таким запасом, чтобы они без искажения пропускали большие импульсные токи, то в установившемся режиме бусины не смогут сглаживать эти токи.

ВЫБРОСЫ ТОКА ПРИ ВКЛЮЧЕНИИ

Еще одни ферритовые компоненты следует установить на выходе. На выходе преобразователя имеются два полимерных алюминиевых конденсатора емкостью 330 мкФ и ESR равным 20 мОм каждый, а также два 100-мкФ многослойных керамических конденсатора с ESR около 3 мОм. Этот банк конденсаторов может быть источником больших коротких импульсов тока. Для подачи сигнала выходного напряжения 5,0 В на нагрузку с максимальным током потребления

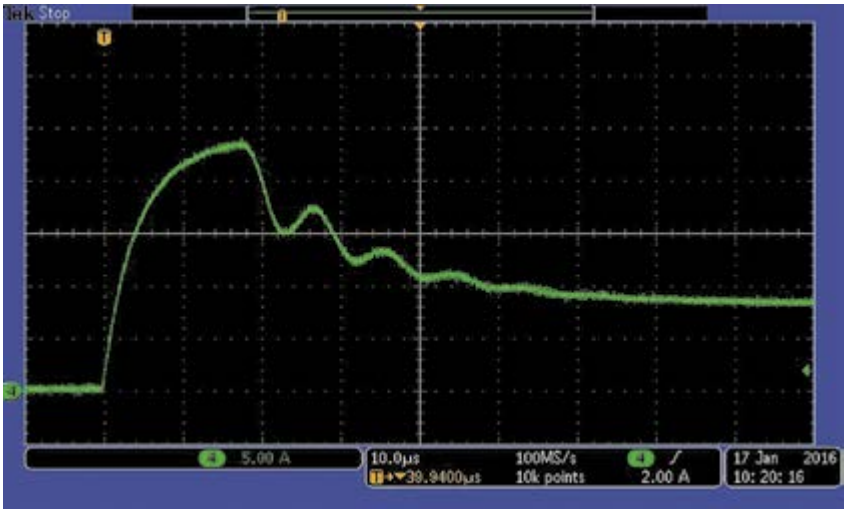


Рис. 5. **Выброс тока на шине 5 В (DC) при почти мгновенном подключении 8-А нагрузки и использовании на выходе 200-мкФ керамического конденсатора и полимерного алюминиевого конденсатора емкостью 660 мкФ**

8 А использовался тот же кабель длиной 30 см. Из рисунка 5 видно, что при нагрузочном токе величиной 8 А величина переднего фронта импульса при переходном процессе достигает 25 А.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МНОГОСЛОЙНЫХ БУСИН WE-MPSB

Проблемы с номинальным током в установившемся режиме

Семейство ферритовых бусин WE-MPSB работает в том же диапазоне импедансов, что и чип-бусины стандартного семейства WE-CBF. Бусины WE-CBF обеспечивают требуемые среднеквадратичные значения (СКЗ) номинального тока, но, как и почти у всех аналогов от других производителей, эти компоненты не нормируются на номинальный импульсный ток. В рассматриваемом примере для работы с импульсами тока величиной 33 А и в установившемся режиме потребовалось бы использовать несколько бусин семейства WE-CBF, т. к. максимальное среднеквадратичное значение номинального тока у представителей этой серии составляет 6 А для типоразмеров 1806 и 1812. Только одно устройство серии WE-CBF – 742 792 245 51 с номинальным током 4 А, типоразмером 1206, сопротивлением 80 Ом при 100 МГц – может работать при токе установившегося режима, но после многократных переходных процессов при запуске системы возникают отказы, которые приводят к разрушению таких устройств (см. рис. 6).

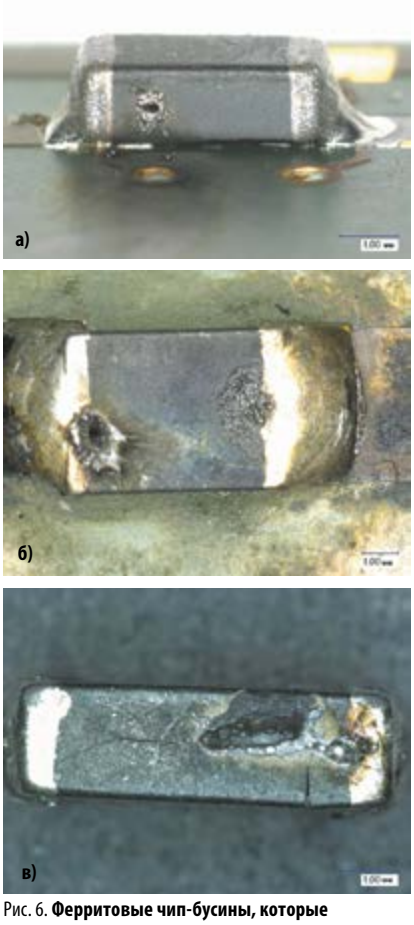


Рис. 6. **Ферритовые чип-бусины, которые оплавились и сгорели в результате перегрева после протекания больших токов**

В нашем примере по шесть бусин подключаются параллельно к положительному и отрицательному выводам источника питания. Помимо увеличения габаритов и стоимости это решение имеет и другие недостатки. Во-первых, если в стационарном режиме через каждую из параллельных бусин будет протекать примерно одинаковый ток, то при импульсных токах равномерное распределение тока по бусинам не гарантируется из-за разброса их параметров. Во-вторых, установка нескольких компонентов параллельно друг другу приводит к тому, что суммарный импеданс ухудшается и, следовательно, ухудшается фильтрующая способность бусин.

Правильный выбор бусин WE-MPSB

В тех случаях, когда пиковый ток превышает его среднее значение в диапазоне 3:1…10:1, предпочтительнее использовать бусины WE-MPSB. В первую очередь, следует выбирать бусины из тех, которые работают с током 3,7 А (СКЗ).

Входные бусины с защитой от пикового тока

Поскольку рассматриваемое приложение рассчитано на 10 тыс. циклов коммутации в течение срока службы, бусина WE-MPSB во входном фильтре должна выдержать 10 тыс. импульсов тока величиной 33 А. Наиболее простым и удобным способом проектирования в данном случае является использование средства REDEXPERT, в которое вводятся эти данные (см. рис. 7). Для сравнения мы рассмотрим девять других компонентов из виртуального хранилища.

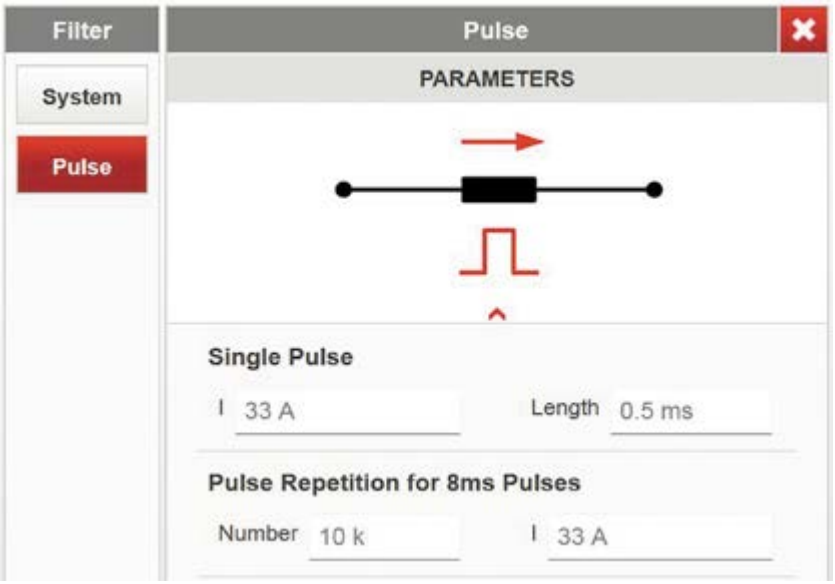


Рис. 7. **В окно средства проектирования REDEXPERT вводятся значения таких параметров как длительность импульсов, их количество и максимальный ток**

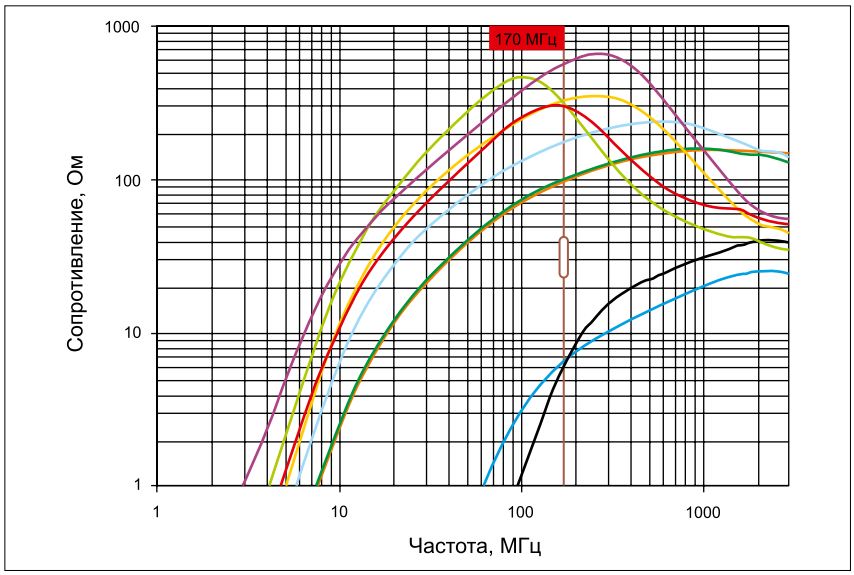


Рис. 8. **С помощью средства проектирования REDEXPERT было установлено, что наилучшим выбором для рассматриваемого случая является ферритовая бусина WE-MPSB 742 792 245 51**

Проверка эффективного сопротивления

Из девяти имеющихся бусин WE-MPSB мы выберем одну с наибольшим сопротивлением (а не суммарным импедансом) на частоте шума. Как правило, у ферритовых чип-бусин максимальное сопротивление наблюдается на частоте, при которой их суммарный импеданс достигает наибольшей величины, но аппроксимация для других частот невозможна. Самый быстрый способ выбрать оптимальный компонент – воспользоваться средством REDEXPERT от компании Würth Elektronik [1]. Зарегистрированные пользователи могут, установив ползунок диаграммы на значении 170 МГц (см. рис. 8), получить значения сопротивления каждой бусины из списка и даже сортировать их по убыванию этого параметра, чтобы установить, у какого компонента наибольшее сопротивление.

Из всех рассмотренных компонентов наилучшим для данного приложения оказался WE-MPSB 742 792 245 51, выделенный красным цветом. Номинальный ток этой бусины составляет 4,0 А. Она выдерживает 18700 импульсов тока величиной 33 А и длительностью 8 мс. Поскольку указанная величина намного больше длительности начального импульса 500 мкс и короткого импульса 100 мкс, обеспечивается большой запас прочности. Из всех пригодных компонентов у этой бусины наибольшее сопротивление при 170 МГц.

Выходные ферриты для работы в импульсном режиме

Среднеквадратичное значение выходного тока совпадает со средним значением выходного тока 8,0 А. При тех же требованиях имеются пять кандидатов с номинальным током, превышающим 8,0 А. Поскольку все пять компонентов выдерживают 10 тыс. импульсов тока со среднеквадратичным значением выше 8 А, для окончательного выбора бусины потребуется испытание на ЭМС, чтобы определить, какая из них лучше фильтрует шум. У компонентов меньшего размера стоимость ниже, но они хуже ослабляют шум.

Тестирование выбранных компонентов

Для тестирования мы установили упомянутую выше бусину WE-MPSB 742 792 245 51 на вход, а бусину WE-MPSB 742 792 251 01 – на выход. Из рисунка 9 видно, что шум в выходном напряжении (см. сигнал зеленого цвета) практически отсутствует.

Проверка на излучаемые электромагнитные помехи показала, что выбранные чип-бусины эффективно подавляют периодический случайный шум. Уровень ЭМП в диапазоне 170 МГц значительно снизился.

Влияние R_{DC} на суммарный КПД

Поскольку сопротивление бусины WE-MPSB 742 792 245 51 по постоянному току равно 35 мОм, возникают дополнительные кондуктивные потери, что снижает КПД. Измерения с помощью лабораторного оборудования показали лишь небольшое уменьшение этого параметра с 95 до 94,5% для каждой ферритовой чип-бусины. Расчет КПД осуществляется с помощью следующей формулы:

$$\eta = \frac{P_{ВЫХ.}}{P_{ВХ.}} = \frac{V_{ВЫХ.} \cdot I_{ВЫХ.}}{V_{ВХ.} \cdot I_{ВХ.} + R_{DC} \cdot I_{ВХ.}^2} =$$

$$= \frac{5\ В \cdot 8\ А}{12\ В \cdot 3{,}5\ А + 35\ мОм \cdot 3{,}5^2\ А^2} = 94{,}3\%\ .$$

Влияние смещения по постоянному току на импеданс

Как и все магнитные компоненты, ферритовые чип-бусины обладают магнитными свойствами. При увеличении постоянного тока происходит эффект насыщения, в результате которого смещается кривая импеданса (см. рис. 10). Максимальное значение индуктивности остается почти неизменным; при этом ее начальная величина уменьшается почти на 40% по сравнению со значением в отсутствие тока подмагничивания, тогда как импеданс при меньших частотах



Рис. 9. **Результаты тестирования ферритовых чип-бусин: шум в выходном напряжении практически отсутствует**

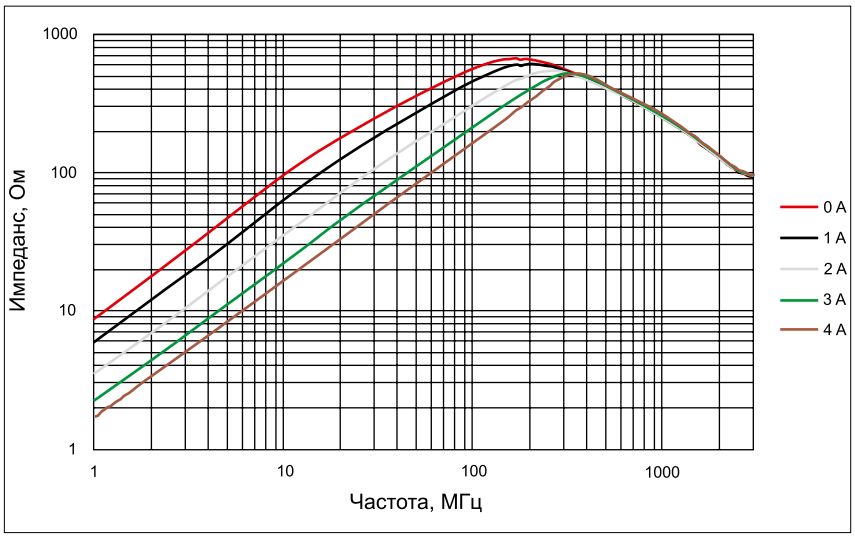


Рис. 10. **Кривая импеданса бусины WE-MPSB 742 79 2 245 51 при изменении постоянного тока смещения в диапазоне 0–4 A**

снижается примерно на 90%. В области низких частот решающую роль играет индуктивность, которая насыщается с увеличением постоянного тока. На собственной частоте колебаний доминирует емкостная составляющая, на которую не влияет изменение постоянного тока.

Поскольку при полном нагрузочном токе это (наихудшее) изменение импеданса уже учтено в измерениях, не стоит обращать внимание на данный эффект. Заметим, что чем больше размер ферритовых чип-бусин, тем меньше смещается импеданс при увеличении постоянного тока.

ВЫВОДЫ

Ферритовые чип-бусины – наилучшие компоненты, которые позволяют уменьшить шум на частотах выше 10 МГц. В источниках питания эти компоненты следует устанавливать как можно ближе к источникам шума, в качестве которых выступают входные и выходные разъемы, чтобы отфильтровать кондуктивные ЭМП от входной и выходной линий. Поскольку через ферритовые бусины на входе и выходе схемы проходят большие токи переходных процессов, следует выбирать такие компоненты, которые лишь в минимальной степени влияют на эффективность приложения и обладают высокой надежностью.

ЛИТЕРАТУРА

www.we online.com/redexpert.

КАК ПОКАЗАТЬ НОМИНАЛЬНЫЙ ТОК В НАИЛУЧШЕМ СВЕТЕ

ШТЕФАН КЛЯЙН (STEFAN KLEIN), appnotes@we-online.de

Индукторы используются в импульсных преобразователях в качестве силовых дросселей. Такие параметры, как индуктивность, номинальный ток, ток насыщения и омическое сопротивление RDC, определяются и указываются производителями моточных изделий в технических спецификациях. На практике следует сравнивать катушки одинаковой конструкции, что позволяет сделать выбор для применения в конкретном импульсном устройстве. Но при этом часто возникает вопрос к производителям: почему величина номинального тока может отличаться для индукторов одинаковой конструкции, произведенных разными компаниями?

Влияние номинального тока на рабочую температуру

Величина допустимой рабочей температуры электронного компонента играет очень важную роль. Если она будет превышена, то появляется риск разрушения компонента, в лучшем случае срок его службы значительно сокращается. Рабочая температура T_{Op} состоит из двух составляющих: температуры окружающей среды T_{Amb} и температуры перегрева ΔT:

$$T_{Op} = T_{Amb} + \Delta T.$$

«Саморазогрев» является следствием потерь мощности P_{Loss} и зависит от способности компонента к отводу тепла. Эффективность тепловыделения определяется произведением площади поверхности компонента A_{Comp} и зависимой от продукта константы k_{Comp}, которая отражает, кроме прочего, свойства материала:

$$\Delta T = \left(\frac{P_{Loss}}{A_{Comp} \times k_{Comp}} \right)^{0,833}.$$

Причиной саморазогрева дросселя являются омические потери, вызванные наличием у проводов сопротивления R_{DC}, во многом определяющего эксплуатационные пределы. Величина сопротивления измеряется четырехполюсным методом с помощью LCR-метра и может существенно различаться от компонента к компоненту. Для заданной константы материала ρ сопротивление медного провода R_{DC} определяется его длиной l и площадью поперечного сечения A:

$$R_{DC} = \rho \times l/A.$$

Во избежание перегрева и повреждения катушки указанное значение номинального тока не должно быть превышено. Номинальный ток I_R ограничен величиной сопротивления R_{DC} обмотки, создающего потери мощности P_{DCLoss}:

$$P_{DCLoss} = I^2 \times R_{DC}.$$

Омические потери мощности дросселя растут пропорционально квадрату тока и приводят к нежелательному перегреву. Как правило, допустимый перегрев компонента указывается в его технической спецификации, и он определяет величину номинального тока. Для пассивных компонентов, как правило, указывается величина саморазогрева 40 градусов по шкале Кельвина, т. е. если указанный номинальный ток течет через катушку, то она нагревается на 40 K. Существуют некоторые отклонения от производителя к производителю, поскольку нет единого мирового стандарта, определяющего повышение температуры, при которой определяется величина номинального тока.

УСТАНОВКА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ НОМИНАЛЬНОГО ТОКА

Чтобы результаты измерений не искажались из-за конвекции воздуха, необходимо использование специального испытательного стенда. Испытательная камера Würth Elektronik eiSos, показанная на рис. 1 и соответствующая требованиям EN60512-5-2, выполнена из не-теплоотражающего материала. В стандарте EN60512 описана методика испытаний соединителей для электронного оборудования, он выбран в качестве референтного, поскольку подобных методик для индукторов не существует. Термоэлемент контактирует с поверхностью катушки через термопасту, обеспечивающую точное измерение температуры компонента. Испытательная установка автоматизирована, источник тока управляется программным обеспечением, разработанным специально для этой цели.

Номинальный ток определяется при пропускании постоянного тока через индуктор. Когда система, состоящая из катушки и измерительного оборудования, приходит в установившееся состояние, перегрев компонентов и температура окружающей среды измеряются с помощью датчиков. Если повышение температуры составляет менее 40 K, то величина DC тока увеличивается ступенчато до тех пор, пока нагрев не составит 40 K. При достижении этого состояния производится считывание тока через дроссель, полученная величина рассматривается как номинальное значение I_R.

ВОЗДЕЙСТВИЕ ВНЕШНИХ ФАКТОРОВ НА РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ

Даже в тестовой камере присутствует влияние внешних факторов, которые могут существенно исказить результат измерения. Во время измерения способ подключения индуктора к источнику тока имеет решающее значение, поскольку излишнее тепловыделение может повлиять на полученные результаты. По этой причине Würth Elektronik eiSos принимает специальные меры, направленные на снижение тепловой связи между тестируемым компонентом и окружающей средой во время измерения. На рис. 2 показаны различные методы подключения измерительной аппаратуры к индуктору.

Для описываемого эталонного измерения Würth Elektronik eiSos использует катушки WE-LHMI серии 744373460082

в корпусе 7030 при величине измерительного тока 9 А. Способ подключения влияет на результат измерения: чем больше масса контактов, тем больше тепла они могут отвести и тем ниже относительное изменение температуры катушки. Первый пример эталонных измерений показывает, например, что дроссель WE-LHMI в корпусе 7030 нагревается на 30,9 K, если он соединен паяными проводами, а подключение осуществляется посредством больших зажимов. При использовании меньших зажимов и том же токе температура поднимается на 35,8 K, однако этот способ не является практичным.

В своих технических спецификациях Würth Elektronik eiSos рекомендует третий метод подключения каждой катушки, показанный на рис. 2, который служит основой для таких измерений. Для того чтобы процесс измерения соответствовал стандартам, печатная плата FR4 толщиной 1,5 мм используется в качестве материала подложки, медные дорожки толщиной 35 мкм имеют химическое золочение. Номинальный ток измеряется четырехполюсным методом, благодаря чему сопротивление цепи подключения к источнику питания имеет минимально возможное значение. Это также позволяет избежать высокого нагрева измерительных кабелей.

В нашем примере используется третий вариант подключения (рис. 2) с помощью печатной платы с катушкой WE-LHMI в корпусе 7030. При токе 9 А дроссель нагревается на 40 K, это эталонное измерение показывает, что разница температур может достигать 9,1 K. Как правило, производители дросселей не указывают способ подключения, поэтому метод измерения не может быть воспроизведен точно. Однако в том случае, если две катушки одинаковой конструкции от разных производителей исследуются с использованием одного и того же метода измерения и подключения, должны быть получены одинаковые результаты.

СРАВНЕНИЕ ИНДУКТОРОВ

Далее сравним индукторы Würth Elektronik eiSos семейства WE-LHMI с аналогичной катушкой другого производителя. Оба дросселя содержат обмотки, выполненные круглым проводом и запрессованные в сердечник из железного порошка. Параметры компонентов сравниваются в таблице.

Интересно, что номинальный ток идентичных индукторов отличается на 4 А. Теоретически, не должно быть никакой разницы, учитывая одинаковый тип корпуса и одинаковое значение R_{DC}. В качестве эксперимента было измерено номинальное значение тока обеих

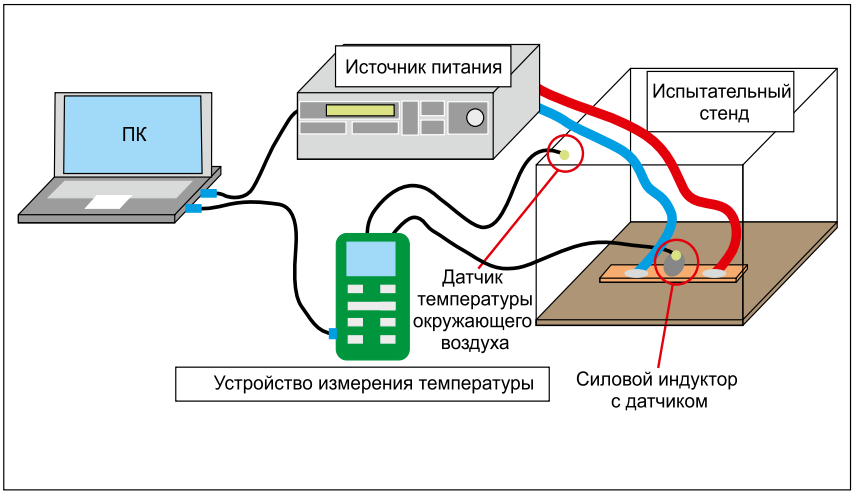


Рис. 1. **Установка для определения номинального тока**

катушек с использованием измерительной установки Würth Elektronik eiSos и проведено их сравнение. Для обоих элементов использован один и тот же испытательный стенд, одинаковый способ подключения и одинаковая измерительная плата. На рис. 3 показано, что характеристическая кривая эталонной катушки (голубая линия) практически совпадает с кривой, полученной для дросселя WE-LHMI 744373460082 (красная пунктирная линия).

УЛОВКИ ПРИ ОПРЕДЕЛЕНИИ НОМИНАЛЬНОГО ТОКА

На рис. 4 показан тепловой профиль обеих катушек, измеренный с помощью тепловизора. Температура левой катушки WE-LHMI при номинальном токе 9 А за вычетом комнатной температуры

Таблица. **Сравнительные характеристики индукторов**

Обозначение	Корпус	Индуктивность L, мкГн	Номинальный ток I_R, А	Сопротивление R_{DC_Typ}, мОм
744373460082	7030	0,82	9	6,7
Конкурирующее изделие			13	

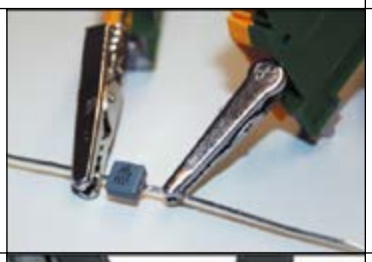
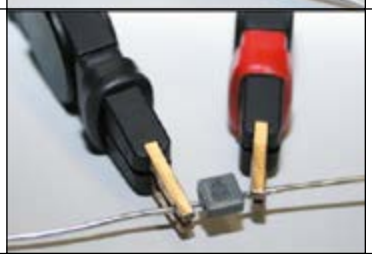
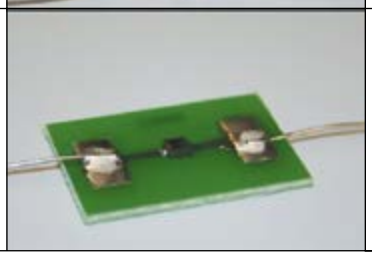
Подключение к индуктору		ΔT @ 9 A
- WE-LHMI 7030 - 74437346220 - Индуктор на проводах - Большие зажимы		30,9 K
- WE-LHMI 7030 - 74437346220 - Индуктор на проводах - Маленькие зажимы		35,8 K
- WE-LHMI 7030 - 74437346220 - Индуктор на плате - Рекомендуемый способ		40 K

Рис. 2. **Сравнение способов подключения**

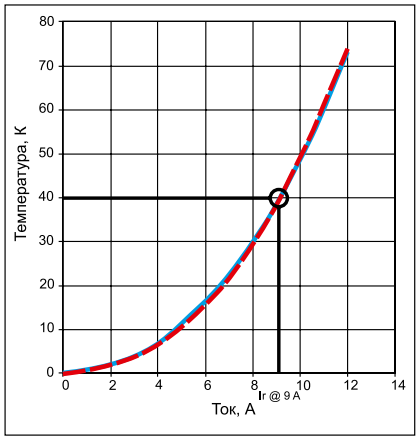


Рис. 3. **Характеристические кривые номинальных токов катушек**

составляет +40,1°C. Более высокий номинальный ток может быть достигнут при использовании индукторов Würth Elektronik eiSos семейства WE-MAPI.

Справа на рис. 4 приведен тепловой профиль другой катушки, полученный при том же номинальном токе за вычетом температуры в помещении. Перегрев достигает 40,7°C. Разница между двумя измеренными значениями температуры составляет всего 0,6 K, что находится в пределах допусков. Обе характеристические кривые показывают саморазогрев на уровне 40 K при номинальном токе 9 A. Кроме того, обе катушки имеют одинаковый тип корпуса и одинаковое сопротивление RDC = 6,7 мОм. В результате они должны иметь и одинаковые потери мощности PDCLoss:

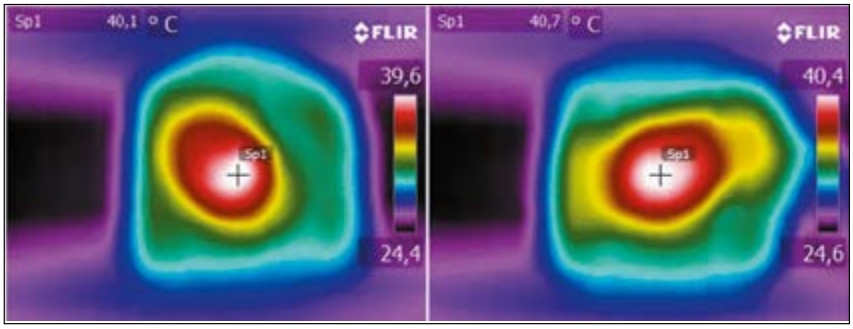


Рис. 4. **Тепловой профиль сравниваемых катушек**

$$P_{DCLoss} = I^2 \times R_{DC},$$

$$P_{DCLoss} = 9^2\ A \times 6{,}7\ мОм = 0{,}5427\ Вт.$$

Этот факт предполагает, что номинальный ток другого компонента был определен методом, предусматривающим более высокий уровень тепловыделения. Небольшие отклонения в характеристических кривых связаны с разбросом параметров компонентов. Они возникают даже при сравнении индукторов одинаковой конструкции, одного типа и производимых одной и той же фирмой.

ИНТЕРПРЕТАЦИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ

Измерения показывают, что величина номинального тока зависит от внешних воздействий во время измерений. Хороший отвод тепла может исказить результат и привести к получению необъяснимо высоких значений I_R. При сравнении индукторов Würth Elektronik eiSos с другими компонентами следует обратить внимание на особенности конструкции корпуса и идентичность сопротивлений R_{DC}. Предполагается, что величина номинального тока определяется при одинаковом уровне саморазогрева. Если конструкция корпуса и сопротивление R_{DC} совпадают, то номинальный ток индукторов также должен быть одинаковым.

ЛИТЕРАТУРА

1. *www.we-online.com/app-notes*
2. *www.we-online.com/component-selector*
3. *www.we-online.com/toolbox*
4. *http://katalog.we-online.de/en/*

БЕЗОПАСНЫЕ И НАДЕЖНЫЕ РЕШЕНИЯ ДЛЯ НЕИЗОЛИРОВАННЫХ АВТОНОМНЫХ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С 400-В DC СИЛОВЫМИ ДРОССЕЛЯМИ

КРИСТОФЕР РИЧАРДСОН (CHRISTOPHER RICHARDSON), Würth Elektronik

В статье на нескольких практических примерах рассматривается выбор надежных высоковольтных дросселей Würth Elektronik для проектирования преобразователей, работающих в режимах непрерывного и прерывистого токов.

ВВЕДЕНИЕ

Несмотря на то, что большинство автономных преобразователей переменного тока и импульсных преобразователей, которые работают при опасно высоких напряжениях (выше 60 В DC согласно стандартам безопасности, в т. ч. IEC-60950), оснащено гальванической развязкой, во многих приложениях используются неизолированные цепи. В тех системах, где механическая изоляция защищает потребителей и обслуживающий персонал от контакта с проводниками под опасным напряжением или там, где входное и выходное напряжения находятся на первичной стороне изолированных преобразователей, часто наиболее эффективным является применение понижающих и понижающе-повышающих регуляторов, которые занимают меньше места на плате. К тому же, их реализация обходится дешевле, чем обратноходовых регуляторов. Несомненно, обратноходовые регуляторы являются наиболее экономичным выбором, в первую очередь, для изолированных цепей. Однако эти устройства могут применяться и в неизолированных схемах.

Как бы то ни было, даже при мощности не более 5 Вт обратноходовым регуляторам требуется магнитосвязанный дроссель (т. н. обратноходовой трансформатор) с числом витков, которое меняется в зависимости от входного, выходного напряжений, диапазона выходного тока и коммутационной частоты. В качестве готовых решений компания Würth Elektronik eiSos предлагает стандартные обратноходовые преобразователи нескольких семейств, но в тех случаях, когда схеме не требуется гальваническая развязка, наиболее предпочтительным становится использование понижающих и понижающе-повышающих регуляторов. Эти устройства обеспечивают намного более широкий выбор вполне доступных по цене силовых дросселей.

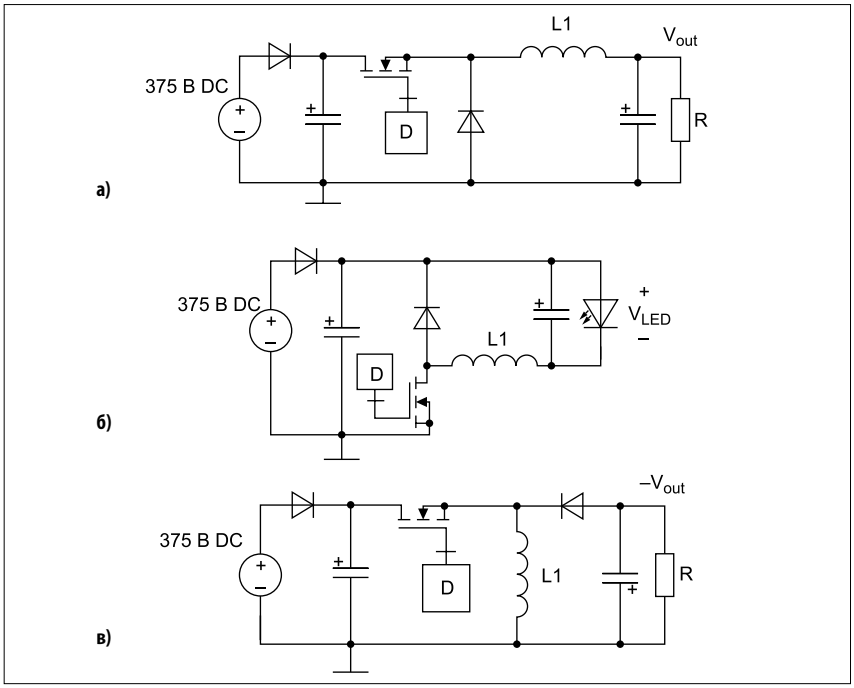


Рис. 1. **а) понижающий преобразователь; б) понижающий преобразователь с «плавающей» землей; в) понижающе-повышающий преобразователь**

ТРИ СТАНДАРТНЫЕ ТОПОЛОГИИ

На рисунках 1а–в показаны три стандартные топологии, в которых используются простые дроссели для накопления энергии в автономных цепях при универсальном входном напряжении 85–265 В AC или сетевом напряжении 195–265 В AC в европейских странах, где пиковое напряжение переменного тока после выпрямления достигает 400 В DC. В отличие от применяющихся для фильтрации дросселей, рассматриваемые дроссели для накопления энергии выдерживают воздействие дифференциального напряжения, которое равно или превышает пиковое входное напряжение. Компания Würth Elektronik eiSos предлагает три семейства этих компонентов, состоящие из шести серий экранированных и неэкранированных силовых дросселей под поверхностный монтаж, а также неэкранированные дроссели для монтажа в сквозные отверстия. Эти компоненты были специально разработаны для безопасной работы при дифференциальном напряжении до 400 В DC.

На рисунке 1а представлена схема стандартного понижающего преобразователя с однополупериодным выпрямителем. В этой топологии общие провода входной и выходной частей схемы объединены. Выводы для выходного напряжения V_{OUT} и входного напряжения используют один и тот же общий вывод, как в низковольтных неизолированных

DC/DC-преобразователях, обеспечивая идеальную схему генерации рабочего напряжения микросхем, которые заземляются в первичной стороне AC/DC-регуляторов. К этим устройствам относятся аналоговые ИС, например контроллеры источника питания, а также драйверы затвора и микроконтроллеры или интерфейсные схемы.

Главным недостатком стандартного понижающего регулятора, работающего при 400 В DC, является «плавающая» земля управляющего ключа. Можно считать, что он находится в верхнем плече. Чтобы уменьшить площадь кремниевого кристалла (и, следовательно, его стоимость), применяются N-канальные MOSFET. Следовательно, для управления затвором применяется либо высоковольтный кристалл, либо схема смещения уровня. Несколько хорошо известных производителей ИС для управления питанием стали предлагать устройства, которые совмещают функции управления и высоковольтные MOSFET, что существенно упрощает управление и смещение уровня.

На рисунке 1б представлена другая топология понижающего преобразователя, в которой управляющий ключ заземлен, или, что называется, находится в нижнем плече. Эту топологию проще реализовать с помощью N-канального MOSFET-ключа, которым легко управлять. Можно также использовать упомянутые выше ИС, в которых управляющая схема комбинируется с высоковольтным MOSFET. Одни из этих ИС могут напрямую работать от 400-В входа постоянного тока, а другим требуется низковольтное питание для управляющих цепей в диапазоне 12–24 В DC, которое генерируется дискретным линейным регулятором.

Эта топология, по сути, является «понижающим преобразователем отрицательного напряжения», если она применяется для понижения отрицательного входного напряжения до отрицательной величины с меньшим абсолютным значением, как видно из рисунка 1б. Такая схема называется понижающим преобразователем с «плавающей» землей, или понижающим, преобразованием в нижнем плече потому что выходное напряжение управляется относительно положительной входной шины. Двумя основными приложениями, в которых используется эта топология, являются источники тока для светодиодных драйверов и регуляторы напряжения для низковольтных силовых систем, где остальным схемам не требуется опорное заземление. В качестве наглядного примера можно привести компактное устройство с питанием от сети переменного тока, в котором микроконтроллер и изолирующий интерфейс питаются от напряжения V_{LED} (см. рис. 1б).

На рисунке 1в представлена схема понижающе-повышающего регулятора, который преобразует отрицательное входное напряжение в отрицательное выходное напряжение. К типовым приложениям, в которых востребована эта топология, относится преобразование отрицательного напряжения для питания операционных усилителей, а также для управления триаками в схемах коммутации нагрузки в сетях переменного тока.

При проектировании понижающе-повышающих схем необходимо учитывать два фактора: дополнительное электрическое напряжение на MOSFET, выходном диоде и дросселе, которое равно $V_{INPK} + |V_O|$, а также большое среднеквадратичное значение (СКЗ) прерывистого тока перед выходным конденсатором, как и на выходе обратноходового преобразователя.

На рисунках 2–3 показаны осциллограммы работы высоковольтного понижающего преобразователя в режимах непрерывного и прерывистого тока, соответственно.

ДЛИНА ПУТИ УТЕЧКИ И ВОЗДУШНОГО ЗАЗОРА В НЕИЗОЛИРОВАННЫХ СИСТЕМАХ

В таких стандартах безопасности как, например, IEC-60950, достаточно ясно формулируются требования к длине воздушного зазора (clearance) и путям утечки вдоль поверхности (creepage) между гальванически развязанными первичными и вторичными цепями, между линией переменного тока и нейтралью, а также между этими узлами и защитным заземлением. Большинство стандартов труднее использовать при других уровнях напряжения на положительном и отрицательном выводах диодного выпрямителя, которые формируют входное напряжение для автономных цепей переменно-

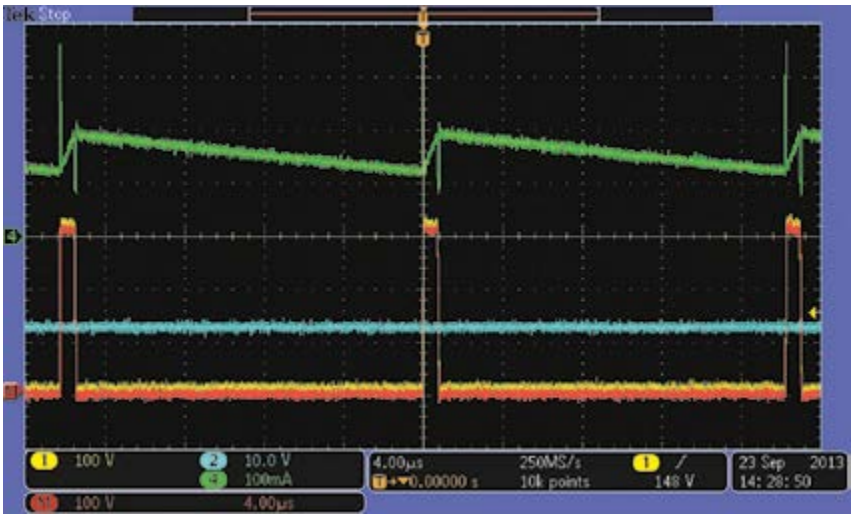


Рис. 2. **Осциллограмма работы высоковольтного понижающего преобразователя в режиме непрерывного тока с L1 = 3,3 мГн; V_{IN} = 230 В (СКЗ); V_{OUT} = 12 В; I_O = 150 мА. Кан. 1 (желтый) – коммутационный узел; кан. 2 (синий) – V_{OUT}; кан. M (красный) – ΔV_{L1}; кан. 4 (зеленый) – I_{L1}**

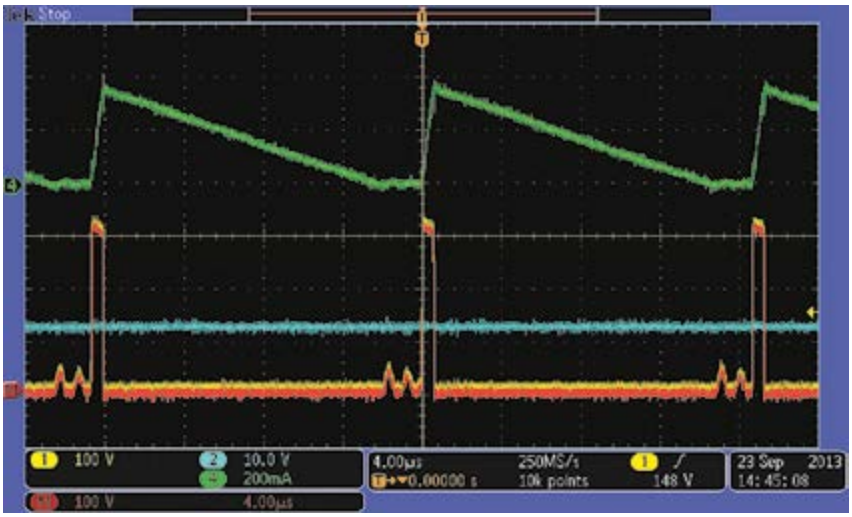


Рис. 3. **Осциллограмма работы высоковольтного понижающего преобразователя в режиме прерывистого тока с L1 = 470 мкГн; V_{IN} = 230 В (СКЗ); V_{OUT} = 12 В; IO = 150 мА. Кан. 1 (желтый) – коммутационный узел; кан. 2 (синий) – V_{OUT}; кан. M (красный) – ΔV_{L1}; кан. 4 (зеленый) – I_{L1}**

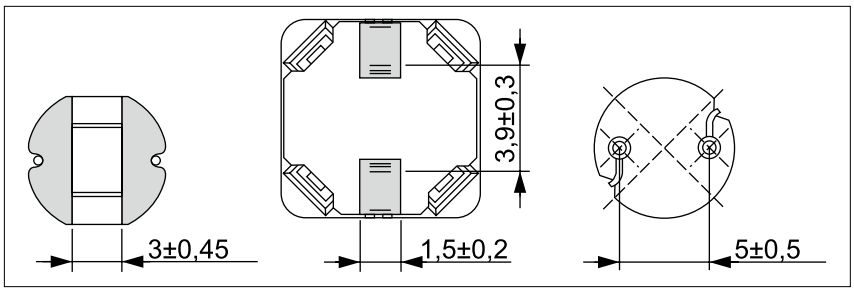


Рис. 4. **Расстояние в мм между контактными площадками и проводниками при использовании дросселей семейств WE-PD2 HV, WE-PD HV и WE-TI HV**

го тока. Поскольку узлы напряжения относятся к категории функциональной изоляции, это значит, что они находятся на расстоянии, которое обеспечивает функционирование цепей в установленном порядке. Один из стандартных способов определить требования к топологии печатных плат и физическую конструкцию силового дросселя заключается в анализе результатов испытаний напряжения переходного процесса, приложенного к проектируемому оборудованию. Например, согласно стандарту IEC-60950, оборудование, которое работает от переменного напряжения до 300 В (СК3), тестируется импульсами напряжения 1500 В постоянного тока, если это оборудование относится к категории Class I с защитным заземлением, или импульсами напряжения 2500 В постоянного тока, если оно принадлежит категории Class II без защитного заземления. Большинство систем переменного тока и высоковольтных систем постоянного тока, в которых применяются неизолированные понижающие и понижающе-повышающие преобразователи, работают от переменного напряжения до 300 В (СК3).

Избежать дугового пробоя на печатных платах можно в системах, отвечающих требованиям к влажности и уровню загрязнений большинства разных классов, если воздушный зазор равен 1 мм на 1600 В постоянного тока (согласно рекомендациям организации Underwriters Laboratories). Многие системы электропитания отвечают требованиям Class II к номинальным значениям длины пути утечки и воздушного зазора, даже если эти системы относятся к категории Class I. В результате обеспечивается более высокая безопасность, и предотвращается образование дуги. Чтобы в процессе испытаний на переходное напряжение импульсами 2500 В DC не возник дуговой разряд, расстояние между контактными площадками или выводами дросселя не должно быть меньше 1,6 мм.

В каждой из трех топологий на рисунке 1 одна сторона дросселя имеет фиксированное напряжение, а другая, как правило, используется в качестве коммутационного узла, поскольку ее напряжение изменяется с нулевого значения до V_{IN} (в случае понижающих преобразователей и понижающих преобразователей с плавающей землей) и с нуля до (V_{IN} + $|V_O|$) в случае с понижающе-повышающими преобразователями. Зазор в 1,6 мм между коммутационным узлом и другими элементами схемы не только предотвращает возникновение дуги при проведении испытаний на переходные процессы, но и позволяет уменьшить емкостную связь, а также синфазный шум, если на печатной плате имеются проводники или слои с заземлением.

На рисунке 4 показаны самые миниатюрные представители каждого из трех семейств высоковольтных силовых дросселей. Из рисунка видно, что воздушный зазор в каждом из трех случаев достаточно велик, чтобы предотвратить дугообразование при 2500 В по постоянному току.

Поскольку согласно стандарту IEC- 60950 магнитные сердечники дросселей (и трансформаторов) считаются токоведущими частями, их уровень изоляции относится к функциональной категории.

РИСК ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СТАНДАРТНЫХ ДРОССЕЛЕЙ

Как правило, для накопления энергии в низковольтных (менее 60 В DC) DC/DC-системах и для фильтрации на входе или выходе в автономных приложениях применяются силовые дроссели одинаковых семейств с монтажом в сквозные отверстия и для поверхностного монтажа. При проектировании этих приложений часто игнорируется один немаловажный фактор – номинальное напряжение дросселей. На самом деле, в технических описаниях подавляющего большинства силовых дросселей этот показатель не приводится.

Некоторые производители высококачественных дросселей предоставляют эту информацию по запросу, указывают толщину лакового покрытия или другие параметры механической конструкции. Понятно, что в таких случаях циклы проектирования увеличиваются за счет времени, необходимого для расчета пороговой величины напряжения.

Чтобы успеть вовремя завершить разработку, инженеры выбирают стандартные силовые дроссели, что, однако, часто приводит к плачевным результатам (см. рис. 5), если эти компоненты применяются в высоковольтных системах: возникает пробой изолирующего лакового покрытия, короткие замыкания между соседними обмотками, т. е. отказы наиболее надежных компо-

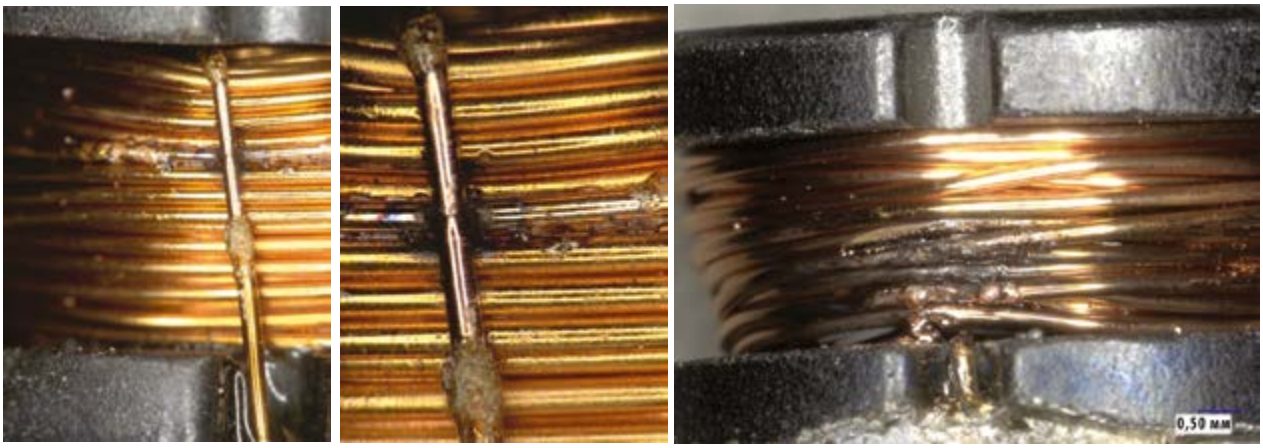


Рис. 5. **Результаты дугового пробоя и короткого замыкания при перенапряжении на стандартных силовых дросселях**

нентов импульсных преобразователей. Закороченный дроссель, особенно тот, который может вызвать короткое замыкание линии переменного тока и нейтрали, несет реальную угрозу жизни, здоровью операторов и обслуживающего персонала при эксплуатации оборудования.

Силовые дроссели следующих семейств обеспечивают безопасную работу до 400 В DC в соответствии со стандартом 1516 компании Würth Elektronik eiSos: WE-PD HV, WE-PD2 HV и WE-TI HV. Более того, эти компоненты продолжают корректно функционировать даже после прохождения трех процессов пайки оплавлением, что позволяет считать компанию Würth Elektronik eiSos первым в мире производителем, который обеспечивает столь надежную гарантию.

ПРИМЕРЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ РАБОТЫ В РЕЖИМЕ ССМ

Преимущество работы в режиме непрерывного тока, когда ток дросселя выше нулевого значения в течение всего коммутационного цикла, состоит в протекании тока с меньшим среднеквадратичным значением не только через дроссель, но и через все остальные цепи силовых компонентов.

При протекании токов с меньшим СК3 рассеиваемая мощности меньше, понижается рабочая температура и уровень электромагнитных помех (ЭМП). Главным недостатком использования этого режима является необходимость в дросселях с высокой индуктивностью, что приводит к увеличению их размеров. В некоторых случаях дроссели с такими значениями индуктивности отсутствуют в каталоге производителей. Далее мы рассмотрим два примера проектирования преобразователей с учетом перечисленных ниже исходных условий и использования ИС преобразователя ViPER16L от компании from ST Microelectronics (см. табл. 1).

Таблица 1. **Исходные условия для проектирования преобразователей**

Понижающий преобразователь и понижающий преобразователь с «плавающей» землей	Понижающе-повышающий преобразователь
V_{IN} = 360–400 В	V_{IN} = 360–400 В
V_{OUT} = 12,0 В, ΔvO = 120 мВ$_{P-P}$	V_{OUT} = –12,0 В, ΔvO = 120 мВ$_{P-P}$
I_{O-MAX} = 200 мА, непрерывный	I_{O-MAX} = 200 мА, непрерывный
Коммутационная частота f_{SW} = 60 кГц	Коммутационная частота f_{SW} = 60 кГц
P_{OUT} = 2,4 Вт	P_{OUT} = 2,4 Вт

Таблица 2. **Основные уравнения и расчет параметров преобразователей при коэффициенте пульсаций 30%**

Понижающий преобразователь и понижающий преобразователь с «плавающей» землей	Понижающе-повышающий преобразователь
$D_{CCM-B} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN-MIN}} = \frac{12}{360} = 0,033$ (1)	$D_{CCM-BB} = \frac{\lvert V_{OUT}\rvert}{V_{IN-MIN} + \lvert V_{OUT}\rvert} = \frac{12}{360+12} = 0,032$ (2)
$I_{L-MAX} = I_{O-MAX} = 0,2\,A$ (3)	$I_{L-MAX} = \frac{I_{O-MAX}}{1-D_{CCM-BB}} = \frac{0,2\ A}{0,968} = 0,206\,A$ (4)
$\Delta i_L = 0,3 I_{L-MAX} = 0,06 A_{P-P}$ (5)	$\Delta i_L = 0,3 I_{L-MAX} = 0,06 A_{P-P}$ (6)
$L\min_{BUCK} = D_{CCM-B} \frac{V_{IN-MIN} - V_{OUT}}{\Delta i_L \cdot f_{SW}}$ (7)	$L\min_{BUCKBOOST} = D_{CCM-BB} \frac{V_{IN-MIN}}{\Delta i_L \cdot f_{SW}}$ (8)
$L\min_{BUCK} = 0,033 \frac{360\ В - 12\ В}{0,06\ А \cdot 60\ кГц} = 3,2\ мГн$	$L\min_{BUCKBOOST} = 0,032 \frac{360\ В}{0,06\ А \cdot 60\ кГц} = 3,2\ мГн$

Таблица 3. **Расчет действующей величины тока пульсации и пикового значения тока дросселя**

Понижающий преобразователь и понижающий преобразователь с «плавающей» землей	Понижающе-повышающий преобразователь
$\Delta i_{L-BUCK} = D_{CCM-B} \frac{V_{IN-MIN} - V_{OUT}}{L1 \cdot f_{SW}}$ (9)	$\Delta i_{L-BUCK\,BOOST} = D_{CCM-BB} \frac{V_{IN-MIN}}{L1 \cdot f_{SW}}$ (10)
$\Delta i_{L-BUCK} = 0,033 \frac{360\ В - 12\ В}{3,3\ мГн \cdot 60\ кГц} = 0,058\ A_{P-P}$	$\Delta i_{L-BUCKBOOST} = 0,032 \frac{360\ В}{3,3\ мГн \cdot 60\ кГц} = 0,058\ A_{P-P}$
$I_{L-PK} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2}$ (11)	
$I_{L-PK-BUCK} = 0,2\ А + \frac{0,058\ А}{2} = 0,23\ А$	$I_{L-PK-BUCK\,BOOST} = 0,206\ А + \frac{0,058\ А}{2} = 0,24\ А$

Таблица 4. **Расчет индуктивности дросселя в режиме граничной проводимости**

Понижающий преобразователь и понижающий преобразователь с «плавающей» землей	Понижающе-повышающий преобразователь
$L_{BCM-B} = \frac{V_O}{V_{IN}} \cdot \frac{V_{IN} - V_O}{2 f_{SW} \cdot I_{O-MAX}}$ (12)	$L_{BCM-BB} = \frac{V_{IN}}{V_O - V_{IN}} \cdot \frac{\lvert -V_O\rvert}{2 f_{SW} \cdot I_{O-MAX}}$ (13)
$L_{BCM-B} = \frac{12\ В}{360\ В} \cdot \frac{360\ В - 12\ В}{2 \cdot 60\ кГц \cdot 0,2\ А} = 483\ мкГн$	$L_{BCM-BB} = \frac{360\,В}{12В - 360В} \cdot \frac{-12\,В}{2 \cdot 60\,кГц \cdot 0,2\ А} = 517\ мкГн$

Дроссель

Магнитные элементы являются основой любой импульсного преобразователя. В рассматриваемых случаях его выходная мощность находится в диапазоне от 2,4 Вт до нескольких кВт в случаях использования многофазного полномостового преобразователя. Независимо от топологии при выборе дросселя, работающего в режиме непрерывного тока, как правило, определяется ток пульсации Δi_L через этот компонент в виде процентной доли от максимального среднего тока дросселя I_{L-MAX}. Неплохим компромиссом считается выбор значения Δi_L = 20–40% от I_{L-MAX}, что подтверждается испытаниями большого числа импульсных преобразователей. При этом достигается некий баланс между размером (с увеличением пульсации индуктивность уменьшается, и, соответственно, сокращается размер компонента) и эффективностью/шумом (с уменьшением пульсации уменьшаются СК3 токов и ЭМП).

В случае использования понижающих преобразователей $I_{L-MAX} = I_{O-MAX}$; при этом для понижающего преобразователя с «плавающей» землей справедливы те же расчетные формулы, что и для стандартного понижающего преобразователя. У понижающе-повышающих преобразователей средний ток дросселя зависит от коэффициента заполнения и выходного тока. В таблице 2 приводятся основные уравнения и расчеты для того случая, когда коэффициент пульсаций равен 30%.

Ближайшее к расчетному значению 3,2 мГн обеспечивается дросселем E12 с индуктивностью L1 = 3,3 мГн. После выбора этого значения можно рассчитать действующую величину тока пульсации и пиковое значение тока дросселя I_{L-PK} (см. табл. 3).

Вычислив значения среднего и пикового токов, можно выбрать дроссели со всеми расчетными значениями из каталога Würth Elektronik eiSos. В рассматриваемом случае наиболее подходящим является высоковольтный экранированный компонент 7687709332 серии WE-PD с индуктивностью 3,3 мГн, который специально предназначен для работы в 400-В системах постоянного тока при СК3 номинального тока 0,37 А и пиковом номинальном токе 0,52 А. Этот дроссель предназначен для поверхност-

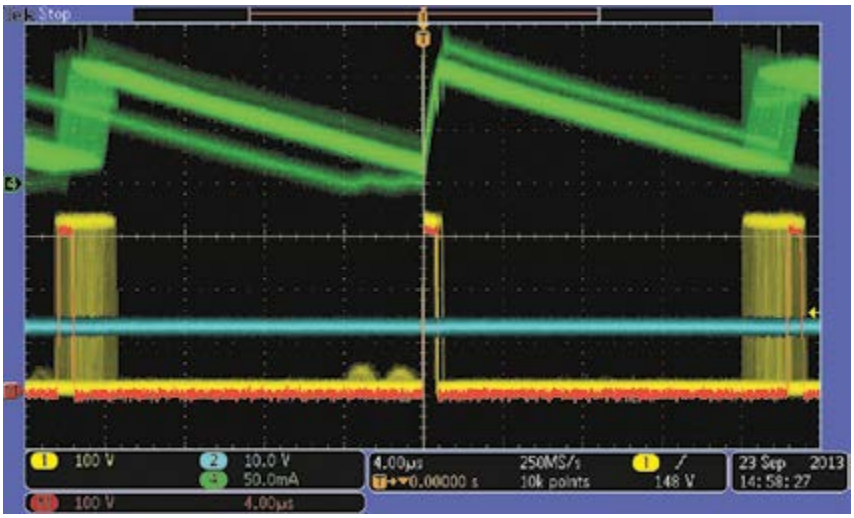


Рис. 6. **Осциллограмма сигнала высоковольтного понижающего преобразователя в режиме граничной проводимости с L1 = 2,2 мГн; V_{IN} = 230 В (СКЗ); V_{OUT} = 12 В; IO = 57 мА. Кан. 1 (желтый) – коммутационный узел; кан. 2 (синий) – V_{OUT}; кан. M (красный) – ΔV_{L1}; кан. 4 (зеленый) – IL1**

ного монтажа и отлично подходит для установки на двусторонние печатные платы с SMD-элементами. В экономичных приложениях часто используются односторонние платы и только монтаж в сквозные отверстия, но в данном случае очевиден основной недостаток работы в режиме непрерывного тока – отсутствие высоковольтных дросселей с индуктивностью 3,3 мГн для сквозного монтажа.

Режим граничной проводимости

Рассмотренные в предыдущем примере дроссели могут функционировать в режиме непрерывного тока при относительно малых значениях индуктивности. В семействе высоковольтных дросселей 768772 WE-TI имеется компонент 768772222 с индуктивностью 2,2 мГн, который отлично работает при среднем значении номинального тока 0,32 А и пикового тока 0,32 А, хотя и при несколько большей величине тока пульсации (пик–пик). Граница, за пределами которой работа в режиме непрерывного тока невозможна, возникает в условиях, когда ток пульсации (пик–пик) в два раза превышает средний ток через дроссель (см. рис. 6). Заметим, что из-за влияния джиттера на коммутационной частоте и пульсации входного напряжения становится труднее установить момент, когда ток дросселя достигает нулевого значения, поскольку величина этого тока меняется из одного цикла в другой на границе режимов непрерывного и прерывистого токов.

Точка, в которой ток дросселя достигает нуля в конце каждого коммутационного цикла, называется режимом граничной проводимости (Boundary Conduction Mode, BCM) и определяется в таблице 4.

Эти уравнения позволяют получить значения индуктивности, выше которых преобразователи функционируют в режиме непрерывного тока, обеспечивая максимальные номинальные нагрузочные токи. У несинхронных преобразователей всегда имеется пороговое значение выходного тока, ниже которого это устройство переходит из режима непрерывного тока в режим прерывистого тока независимо от того, насколько велика индуктивность. Нет ничего страшного в использовании режима прерывистого тока – фактически, в этом режиме при полной нагрузке работают очень многие высоковольтные неизолированные приложения. Если действительное значение индуктивности выбрано, можно переписать уравнения (12–13) для преобразователей в режиме непрерывного тока, чтобы установить пороговую величину для граничной проводимости в зависимости от нагрузочного тока. Например, в таблице 5 приводятся расчетные значения граничной проводимости при индуктивности дросселя 2,2 мГн.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ РАБОТЫ В РЕЖИМЕ DCM

В режиме DCM ток в энергонакапливающем дросселе спадает до нуля перед концом каждого коммутацион-

Таблица 5. **Расчет граничной проводимости при индуктивности дросселя 2,2 мГн**

Понижающий преобразователь и понижающий преобразователь с «плавающей» землей	Понижающе-повышающий преобразователь
$I_{OBCM-B} = \frac{V_O}{V_{IN}} \cdot \frac{V_{IN} - V_O}{2 f_{SW} L1}$ (14)	$I_{OBCM-BB} = \frac{V_{IN}}{V_O - V_{IN}} \cdot \frac{-V_O}{2 f_{SW} L1}$ (15)
$I_{OBCM-B} = \frac{12\ В}{360\ В} \cdot \frac{360\ В - 12\ В}{2 \cdot 60\ кГц \cdot 2,2\ мГн} = 44\ мА$	$I_{OBCM-BB} = \frac{360\ В}{12\ В - 360\ В} \cdot \frac{-12\ В}{2 \cdot 60\ кГц \cdot 2,2\ мГн} = 47\ мА$

Таблица 6. **Расчет максимально допустимого значения индуктивности в режиме прерывистого тока**

Понижающий преобразователь и понижающий преобразователь с «плавающей» землей	Понижающе-повышающий преобразователь
$L_{MAX-B} = \frac{12\ В}{360\ В} \cdot \frac{360\ В - 12\ В}{2 \cdot 60\ кГц \cdot 0,2\ А} = 483\ мкГн$	$L_{MAX-BB} = \frac{360\ В}{12\ В - 360\ В} \cdot \frac{-12\ В}{2 \cdot 60\ кГц \cdot 0,2\ А} = 517\ мкГн$

Таблица 7. **Расчет коэффициента заполнения управляющего МОП-ключа**

Понижающий преобразователь и понижающий преобразователь с «плавающей» землей	Понижающе-повышающий преобразователь
$D_{DCM-B} = \frac{V_O}{V_{IN}} \cdot \sqrt{\frac{\frac{2 f_{SW} \cdot L1}{R_O}}{1 - \frac{V_O}{V_{IN}}}}$ (16)	$D_{DCM-BB} = \frac{V_O}{V_{IN}} \cdot \sqrt{\frac{2 f_{SW} \cdot L1}{R_O}}$ (17)
Нагрузочное сопротивление $R_O = (V_O / I_{O-MAX}) = 12\ В / 0,2\ А = 60\ Ом$ для обеих топологий	
$D_{DCM-B} = \frac{12\ В}{360\ В} \cdot \sqrt{\frac{\frac{2 \cdot 60\ кГц \cdot 470\ мкГн}{60\ Ом}}{1 - \frac{12\ В}{360\ В}}} = 0,033$	$D_{DCM-BB} = \frac{12\ В}{360\ В} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot 60\ кГц \cdot 470\ мкГн}{60\ Ом}} = 0,032$

Таблица 8. **Расчет пиковых значений токов дросселя**

Понижающий преобразователь и понижающий преобразователь с «плавающей» землей	Понижающе-повышающий преобразователь
$I_{L-PK-B} = \frac{(V_{IN} - V_O) \cdot D_{DCM-B}}{f_{SW} \cdot L1}$ (18)	$I_{L-PK-BB} = \frac{V_{IN} \cdot D_{DCM-BB}}{f_{SW} \cdot L1}$ (19)
$I_{L-PK-B} = \frac{(360\ В - 12\ В) \cdot 0,033}{60\ кГц \cdot 470\ мкГн} = 0,41\ А$	$I_{L-PK-BB} = \frac{360\ В \cdot 0,032}{60\ кГц \cdot 470\ мкГн} = 0,41\ А$

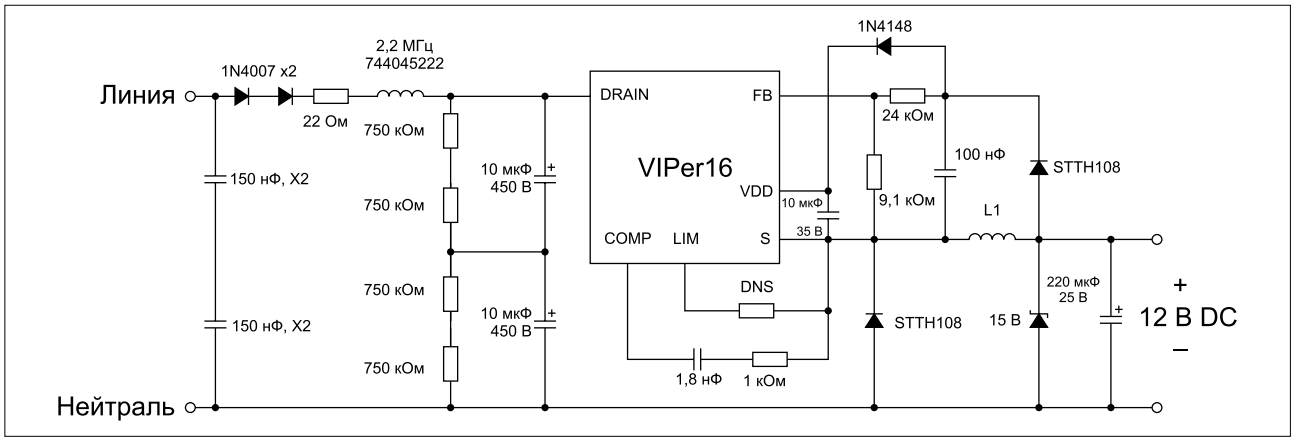


Рис. 7. **Принципиальная схема понижающего регулятора**

Таблица 9. **Основные параметры дросселей серий WE-PD HV, WE-PD2 HV и WE-TI HV**

Параметры	 WE-PD HV	 WE-PD2 HV	 WE-TI HV
Размер	7,3×4,5 мм 10×6 мм 12×10 мм	7,8×5 мм 10×5,4 мм	8,0×9,5 мм
L	0,22 ~ 3,3 мГн	0,56 ~ 2,2 мГн	0,22 ~ 2,2 мГн
I_R	0,26 ~ 1,3 A	0,15 ~ 0,41 A	0,32 ~ 0,9 A
I_{SAT}	0,25 ~ 2,0 A	0,2 ~ 0,38 A	0,32 ~ 1,3 A
R_{DC}	0,3 ~ 5,5 Ом	1,7~ 6,0 Ом	0,5 ~ 3,9 Ом

ного цикла. Чтобы импульсный преобразователь функционировал в этом режиме, он должен использовать либо диод как неуправляемый ключ, либо активно управлять синхронным MOSFET, чтобы предотвратить утечку тока в обратном направлении (от стока к источнику).

Если исходить из стоимости компонентов, намного дешевле обойдется использование диода, а при необходимости обеспечить рабочее напряжение выше 200 В DC предпочтительнее использовать ультрабыстрые диоды.

Главным преимуществом режима прерывистого тока является то, что работа в нем осуществляется даже при самых больших нагрузках благодаря меньшей величине индуктивности. Чем меньше эта величина, тем меньше размеры сердечника и, следовательно, стоимость дросселя. Другим преимуществом этого режима являются меньшие коммутационные потери в управляющем МОП-ключе, поскольку при его включении ток в дросселе всегда равен нулю.

Выбор дросселя

Те же уравнения, что и для определения параметров в режиме граничной проводимости, применяются для выбора индуктивности, работающей в режиме DCM. Единственным отличием является определение в данном случае максимально допустимого значения индуктивности (см. табл. 6).

Теоретически, годится любая величина ниже L_{MAX}, но из-за того, что индуктивность и пиковый ток обратно пропорциональны друг другу, лучше всего выбирать ближайшее наименьшее стандартное значение, чтобы величина пикового тока не была избыточно большой. В рассматриваемом примере в обоих случаях лучшим выбором является дроссель E12 с индуктивностью 470 мкГн. Для выбора конкретного компонента из каталога необходимо рассчитать пиковые токи для каждой топологии. Пиковый ток и ток пульсации (пик–пик) равны в режиме DCM. Для расчета этой величины требуется сначала вычислить значение коэффициента заполнения.

После расчета индуктивности дросселя можно определить количество энергии, которая передается со входа на выход в течение каждого коммутационного цикла, а также коэффициент заполнения управляющего МОП-ключа для каждой топологии (см. табл. 7).

На следующем этапе рассчитываются пиковые токи дросселя (см. табл. 8).

Требуемый дроссель выбирается исходя из расчетных значений индуктивности и пикового тока. В рассматриваемом примере мы остановили свой выбор на компоненте 7687714471 серии WE-PD с индуктивностью и током насыщения 0,8 А. Размеры этого компонента, предназначенного для поверхностного монтажа и оснащенного магнитной защитой, составляют 10×10×6 мм.

Наиболее важной особенностью семейства дросселей 768771 является то, что они проходят испытания на этапах проектирования и постпроизводства, в процессе которых устанавливается, насколько корректно они функционируют при дифференциальных напряжениях до 400 В постоянного тока. Такие компоненты являются хорошим выбором для установки на двухсторонние печатные платы, на которых высоковольтные понижающие преобразователи используются наряду с другими компонентами для поверхностного монтажа. Для приложений с однослойными платами и менее дорогостоящими конденсаторами, диодами, MOSFET и резисторами, предназначенными для монтажа в сквозные отверстия, наилучшим выбором станет дроссель 768772471 серии WE-TI HV для монтажа в сквозные отверстия. Его индуктивность равна 470 мкГн, а номинальный ток насыщения – 0,9 А.

На рисунке 7 представлена полная принципиальная схема понижающего регулятора.

В таблице 9 представлены основные параметры дросселей, которые обеспечивают надежную работу при напряжении до 400 В постоянного тока согласно стандарту 1516 компании Würth Elektronik eiSos даже после прохождения трех процессов пайки оплавлением.

РАСЧЕТ ПОТЕРЬ ИНДУКТОРА С ПОМОЩЬЮ ПРОГРАММЫ WÜRTH ELEKTRONIK'S REDEXPERT

РАНЖИТ БРАМАНПАЛЛИ (RANJITH BRAMANPALLI)

ВВЕДЕНИЕ

В импульсных источниках питания (SMPS) большая часть рассеиваемой энергии приходится на потери переключения и магнитные потери, которые генерируются в сердечнике и обмотках индукторов. Точное определение их величины становится все более важным для разработки надежных и эффективных систем, особенно в эпоху «зеленых» технологий. Оценка потерь в сердечнике дросселя SMPS может потребовать применения сложных измерительных установок, однако она не гарантирует учета особенностей конкретного применения. Исторически потери в сердечнике рассчитываются с помощью уравнений Штейнмеца (Steinmetz), которые в последнее время получили широкое распространение. Эти выражения способны давать достоверный результат только при определенных условиях применения и для определенных материалов. Поэтому компания Würth Elektronik eiSos разработала новую модель, позволяющую эффективно и точно определять потери в сердечнике. Она реализована в новом онлайн-инструменте REDEXPERT.

НАКОПЛЕНИЕ ЭНЕРГИИ В МАГНЕТИКАХ

В импульсном источнике питания индуктор работает как элемент хранения. В ходе цикла коммутации он накапливает энергию в виде магнитного поля в течение периода включения и доставляет ее в нагрузку во время отключения. Как правило, индуктор состоит из обмотки, обычно изготавливаемой из медного провода, и сердечника, обладающего магнитными свойствами. С точки зрения электромагнитной физики, когда магнитодвижущая сила воздействует на катушку в течение некоторого времени, это создает магнитный поток Ø (t). Важным моментом является то, что в любой точке магнитная индукция B всегда пропорциональна напряженности поля H:

$$B(t) = \mu_r \mu_o H(t),$$

где B —магнитная индукция (Ø/A); μ_r — проницаемость материала; μ_o — проницаемость воздуха; H — напряженность магнитного поля.

Обмотка наматывается вокруг или размещается внутри сердечника с воздушным зазором для получения эффективного магнитного поля. Сердечник, содержащий воздушный зазор, обычно изготавливается из ферритового материала, обладающего ферромагнитными свойствами и имеющего гораздо более высокую проницаемость, чем воздух. Следовательно, зазор является элементом с высоким магнитным сопротивлением и расположен последовательно за ферритовым материалом с низким магнитным сопротивлением. Таким образом, основная часть энергии концентрируется в воздушном зазоре.

Индуктивности работают в соответствии с законами Ампера и Фарадея. Закон Ампера связывает ток в катушке или витке проводника с величиной магнитного поля в сердечнике индуктора. Приближенно можно считать, что магнитное поле в сердечнике равномерно распределено по всей его длине (l_e). Это предположение позволяет сформулировать закон Ампера в следующем виде:

$$H \times l_e = N \times I,$$

где N — количество витков в катушке; I — ток индуктора.

В соответствии с законом Фарадея, напряжение на индукторе рассчитывается по формуле

$$V(t) = N \times \frac{d\phi}{dt} (or) V = L \times \frac{dI}{dt}$$

$$L = \mu \times \frac{A_c \eta^2}{l_e},$$

где Ac — площадь сечения сердечника.

Поскольку ферритовые материалы обладают высокой проницаемостью, в них с легкостью распространяется магнитный поток (низкое магнитное сопротивление). Это свойство помогает сосредоточить поток внутри сердечника, что, в свою очередь, позволяет создавать индукторы с высокой индуктивностью и небольшим размером. Из выражения для L, приведенного выше, видно, что использование материала сердечника с высоким значением проницаемости позволяет уменьшить площадь поперечного сечения.

В дросселе SMPS пиковое значение магнитной индукции может быть определено следующим образом:

$$B_{pk} = \frac{L}{N \times A_c} \times \frac{di}{dt}.$$

Связанные индуктивности (например, в обратноходовых трансформаторах) также являются индукторами, содержащими несколько обмоток. Они могут иметь ряд специфических особенностей, но основные свойства сердечника остаются неизменными.

ПОТЕРИ МОЩНОСТИ

Потери мощности в индукторе генерируются обмотками и сердечником, поэтому следует различать потери в обмотках и потери в сердечнике.

Потери в обмотках

Рассеяние мощности в обмотках происходит из-за наличия у них омического сопротивления (R_{DC}), скин-эффекта и эффекта близости. Активная мощность рассеяния рассчитывается с помощью выражения $I^2 \times R_{DC}$.

Потери, вызванные скин-эффектом и эффектом близости, можно рассматривать как потери на AC-сопротивлении (R_{AC}) обмотки, которые в основном зависят от рабочей частоты. Существует несколько способов для оценки данных эффектов в магнетиках, но это требует выполнения сложных процедур, например с использованием метода Доуэля (Dowell).

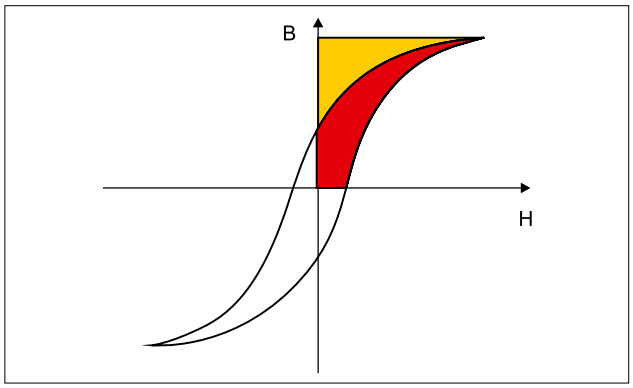


Рис. 1. **Типовая кривая B–H**

Потери в сердечнике

Зависимость индукции B от H является нелинейной и гистерезисной, отсюда и происходит название «петля гистерезиса». Гистерезис является одной из характеристик материала сердечника, создающей в нем потери мощности. Типовая кривая B–H при условии синусоидального возбуждения показана на рис. 1.

Потери, вызванные изменением магнитной энергии в сердечнике во время цикла переключения, равны разнице между магнитной энергией, поступающей в сердечник во время включения и выходящей из него во время отключения.

С помощью законов Ампера и Фарадея энергия в сердечнике может быть выражена с помощью интеграла

$$E = \int H dB.$$

Потери энергии в сердечнике представляют собой область петли в пределах B–H, умноженную на объем сердечника. Потери мощности рассчитываются как произведение энергии (E) на частоту коммутации.

Это выражение применимо при условии, что сердечник не уходит в область насыщения, а частота переключения лежит в заданном рабочем диапазоне. Часть площади петли гистерезиса (красная область, см. рис. 1) представляет собой потери энергии. Потери мощности зависят от того, сколько раз в секунду петля гистерезиса пересекает оси координат, таким образом, гистерезисные потери зависят от частоты.

Кроме того, потери в сердечнике возникают из-за вихревых токов, которые наводятся в нем за счет изменяющегося во времени потока dØ/dt. Согласно закону Ленца, изменение потока индуцирует ток, который, в свою очередь, создает поток, противоположный начальному. Вихревой ток течет в проводящем материале сердечника и генерирует там активные потери I^2R.

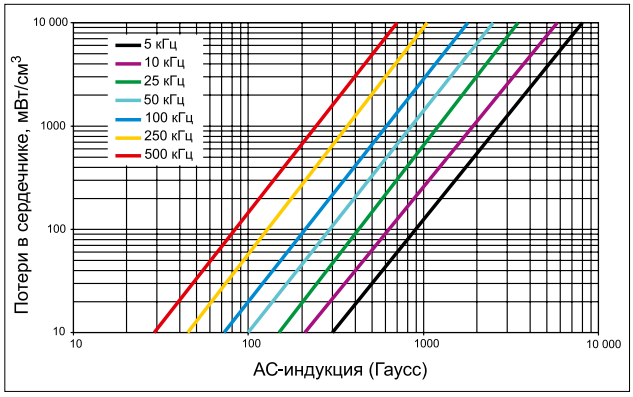


Рис. 2. **Зависимость потерь в сердечнике от пиковой индукции на разных частотах**

РАСЧЕТ ПОТЕРЬ

Традиционно потери в сердечнике рассчитываются с помощью выражения, также называемого уравнением Штейнмеца (Steinmetz):

$$P_v = K \times f^{\alpha} \times B_{pk}^{\beta},$$

где P_v — это потери в сердечнике (за счет гистерезиса и вихревых токов) на единицу объема; f — частота; B_{pk} — пиковое значение индукции при синусоидальном возбуждении; K, α и β — константы, получаемые из кривой потерь, показанной на рис. 2.

Данные, приведенные на рис. 2, обычно включают влияние гистерезиса и вихревых токов. Непосредственно изменить потери в сердечнике трудно, поскольку для этого требуются сложные установки для измерения индукции и потому что они предполагают оценку различных областей петли гистерезиса. Для построения этих кривых синусоидальный сигнал подается на тороидальный (кольцевой) сердечник с одной или двумя обмотками по первому витку, после чего снимаются различные показатели, необходимые для построения диаграмм потерь в сердечнике. Далее производится вычисление констант с помощью графика на рис. 2.

Основной проблемой использования уравнения Штейнмеца является то, что оно в основном справедливо при условии синусоидального возбуждения. Это огромный недостаток, поскольку в большинстве реальных электронных схем поток в индукторе имеет несинусоидальную форму. Существуют и другие модели, в которых гистерезисные потери и потери на вихревые токи разделены, что необходимо для решения проблемы несинусоидальных сигналов. Однако эмпирическое уравнение Штейнмеца является наиболее проверенным, что позволяет ему быть самым полезным инструментом для случая синусоидального потока, где оно обеспечивает лучшую точность и простоту использования. Поэтому для данного уравнения созданы расширения, допускающие его применение для потоков несинусоидальной формы.

Чтобы выражение Штейнмеца было применимо для оценки потерь в сердечнике при несинусоидальном потоке, широко используется расширение, называемое «модифицированное уравнение Штейнмеца», или MSE (2):

$$P_v = (K \times f_{eq}^{\alpha-1} \times B_{pk}^{\beta}) \times f,$$

где f_{eq} — эквивалентная частота с учетом изменений рабочего цикла (DC) при несинусоидальном сигнале:

$$f_{eq} = \frac{f}{2\pi \times (DC - DC^2)}.$$

Вследствие того что выражение MSE имеет некоторые недостатки, позже было выведено обобщенное уравнение Штейнмеца (GSE):

$$P_v = K \times f_{eq}^{\alpha} \times B_{pk}^{\beta},$$

$$\text{где } B_{eq} = \frac{1}{4}\int_0^T \left|\frac{dB}{dt}\right| dt.$$

Поскольку диаграммы потерь в сердечнике GSE и MSE также основаны на синусоидальном возбуждении, существуют некоторые ограничения, которые будут рассмотрены далее. Есть также некоторые другие модели, созданные производителями магнетиков, однако они хорошо работают только с сердечниками, выпускаемыми ими.

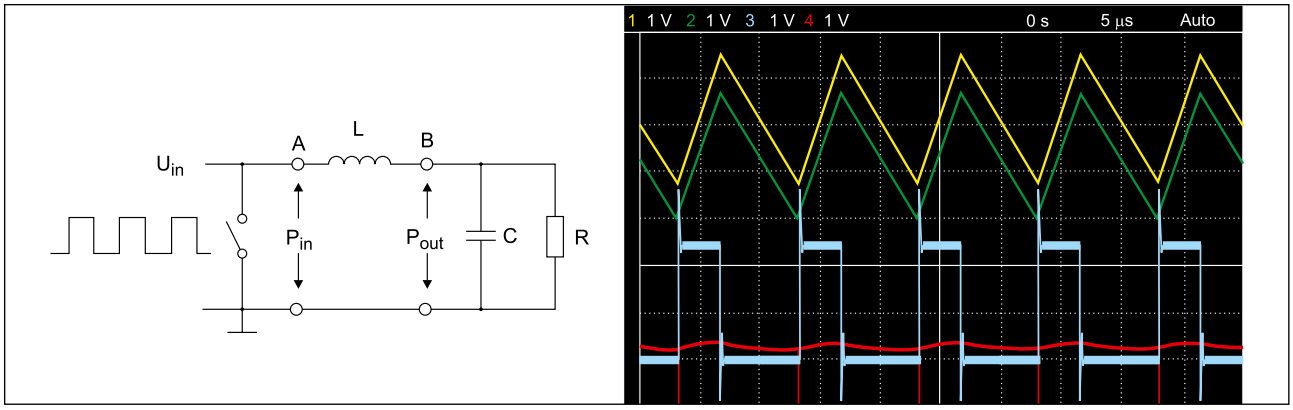


Рис. 3. **Эквивалентная схема DC/DC-конвертера для расчета потерь и результирующие формы сигналов**

Основные недостатки модели Штейнмеца и ее расширений:

- зависимость от эмпирических данных производителя сердечника (для построения диаграмм потерь), пользователь не имеет никакого контроля над испытательной установкой;
- низкая точность при пульсирующих и треугольных формах сигналов вследствие того, что графики потерь строятся на основе данных, полученных при синусоидальном возбуждении;
- из-за ошибки в конвертации параметров расширение моделей Штейнмеца работает только при 50% коэффициенте заполнения и в ограниченном частотном диапазоне;
- распространяется только на компоненты, сделанные из определенных материалов или определенными производителями;
- из-за сложности определения длины магнитного пути оценка потерь в сердечнике при использовании существующих моделей для железных порошковых материалов и металлических сплавов является не только сложной, но и неточной;
- из-за временных изменений индукции возникают потери в обмотках, вызванные скин-эффектом, эффектом близости и т. д., однако перечисленные выше методики не учитывают AC-потери в обмотках;
- невозможно оценить потери в сердечниках, выполненных из нескольких материалов;
- сложность установок для получения точных эмпирических данных.

МОДЕЛЬ AC-ПОТЕРЬ WÜRTH ELEKTRONIK

Компания Würth Elektronik eiSos разработала современную модель, позволяющую заказчикам эффективно выбрать индуктор и оптимизировать параметры системы. Она базируется на эмпирических данных, полученных на реальной схеме в режиме реального времени.

В модели Würth Elektronik eiSos суммарные потери индуктора разделены на две отдельные AC- и DC-составляющие. Рассеяние мощности при протекании постоянного тока в обмотках рассматривается как DC-потери. Дополнительные потери мощности, вызванные изменениями AC-потока в катушке и сердечнике, определяются как AC потери.

DC/DC-преобразователь, показанный на рис. 3, используется для получения эмпирических данных. На индуктор подается пульсирующее напряжение, и производится измерение входной мощности P_{in} и выходной мощности P_{out}, вычисляется мощность потерь $P_{Loss} = P_{in} - P_{out}$, после чего отделяются AC-потери в индукторе P_{AC}. Этот процесс повторяется с учетом широкого диапазона параметров, включая изменения пикового значения индукции, рабочей частоты, пульсаций тока и т. д. для получения эмпирических данных. Затем они используются при создании уравнения для расчета AC-потерь в следующем виде: $P_{AC} = f(\Delta I, freq, DC, k1, k2)$.

Гистерезисные петли, характерные для типовых магнитных материалов, отражают перегрузку сердечника в режиме синусоидального сигнала в пределах от + до – насыщения, а площадь гистерезисной кривой представляет потери энергии (рис. 4а). Такой же подход используется для получения эмпирических данных при построении диаграммы потерь в сердечнике, как показано на рис. 2.

Однако в индукторах реальных импульсных источников питания на сердечнике обычно наблюдается гораздо меньший прямоугольный сигнал с пиковой индукцией, ограниченной потерями в сердечнике с малой петлей гистерезиса (рис. 4б). Потери мощности зависят от того, сколько раз в секунду петля гистерезиса пересекает координатные оси. Таким образом, гистерезисные потери зависят от частоты. Петля гистерезиса изменяет форму в соответствии с изменениями формы тока или напряжения, а также температуры. Эта изменчивость очень затрудняет точные предсказания потерь в сердечнике. Малая площадь петли зависит от напряжения на индукторе, она соответствует рабочей точке и используется Würth Elektronik для получения эмпирических данных для создания модели AC-потерь. Этот подход

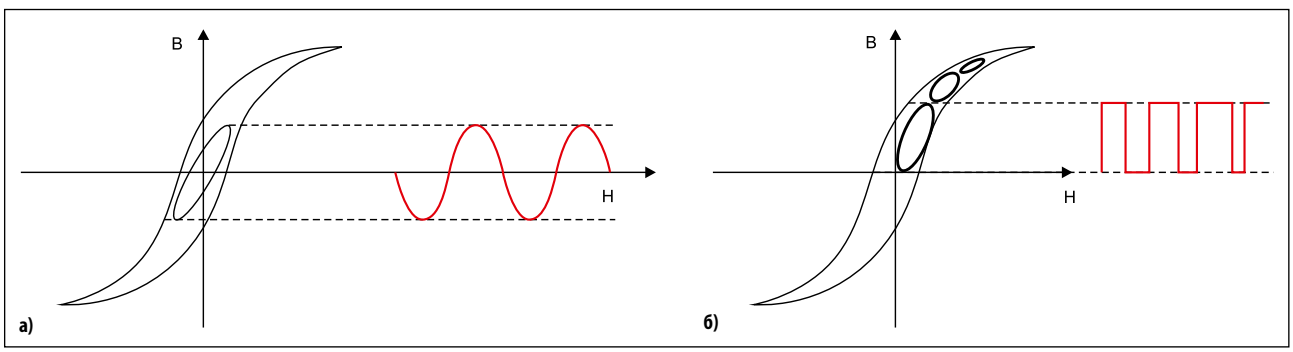


Рис. 4. **а) Моделирование с использованием выражения Штейнмеца и его расширений; б) модель Würth Elektronik на основе рабочей точки**

оказался очень надежным и точным в широком диапазоне таких параметров, как частота, пульсации тока и коэффициент заполнения.

Преимущества модели AC-потерь Würth Elektronik:

- эмпирические данные основаны исключительно на параметрах реального времени с точной оценкой потерь для любого заданного коэффициента заполнения;
- модель обеспечивает высокую точность в широком диапазоне частот (10 кГц…10 МГц), поскольку константы уравнения мощности потерь получены для широкого диапазона изменения потока;
- модель учитывает даже небольшие изменения материала сердечника и структуры обмотки;
- модель пригодна для сердечников, выполненных более чем из одного материала;
- модель точно оценивает потери сердечников из железного порошка и металлических сплавов;
- модель пригодна для любой формы сердечника и структуры обмотки;
- модель включает AC-потери обмотки.

ПРЕДСТАВЛЕНИЕ МОДЕЛИ AC-ПОТЕРЬ WÜRTH ELEKTRONIK

Модель Würth Elektronik была тщательно проверена, и было выполнено ее сравнение с существующими моделями на основе результатов измерений. Потери на переменном токе для различных материалов, таких как WE-Superflux, порошок Fe, NiZn, MnZn и т. д., были измерены в широком диапазоне коэффициентов заполнения, частот и других параметров, и было проведено их сравнение с теоретическими моделями (рис. 5–9).

На приведенных ниже диаграммах параметры P_{st}, P_{mse}, P_{gse} представляют собой потери в сердечнике, полученные с помощью уравнения Штейнмеца, модифицированного уравнения Штейнмеца и обобщенного уравнения Штейнмеца соответственно. Программа REDEXPERT предназначена для расчета AC-потерь с использованием модели Würth Elektronik. Также показаны измеренные значения потерь переменного тока.

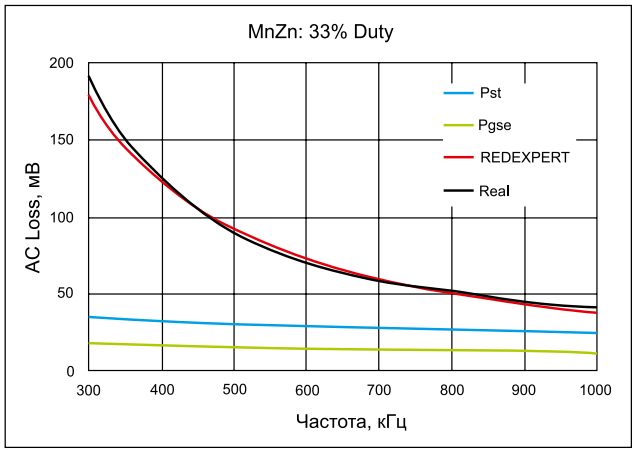


Рис. 7. **AC-потери индуктора с сердечником из MnZn при коэффициенте заполнения 33%**

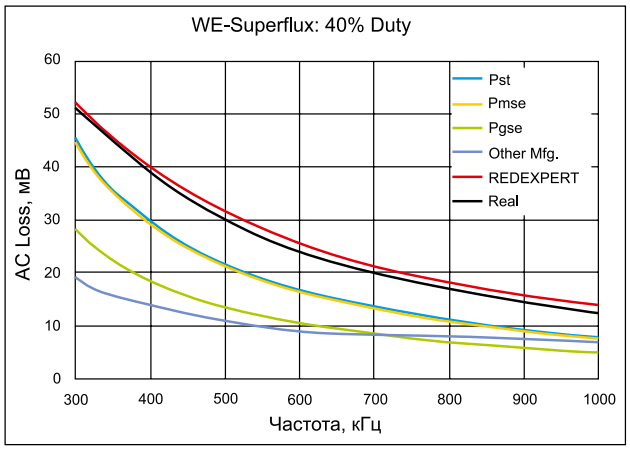


Рис. 5. **AC-потери индуктора с сердечником из WE Superflux при коэффициенте заполнения 40%**

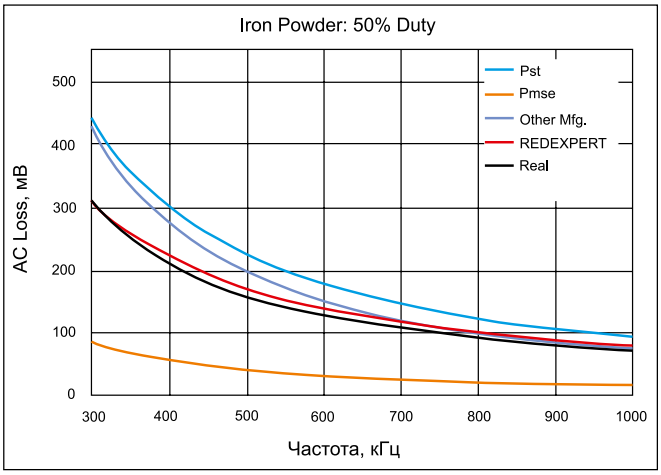


Рис. 8. **AC-потери индуктора с сердечником из железного порошка при коэффициенте заполнения 50%**

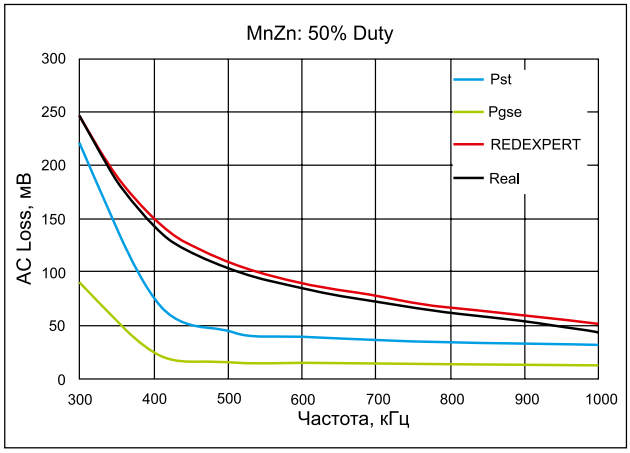


Рис. 6. **AC-потери индуктора с сердечником из MnZn при коэффициенте заполнения 50%**

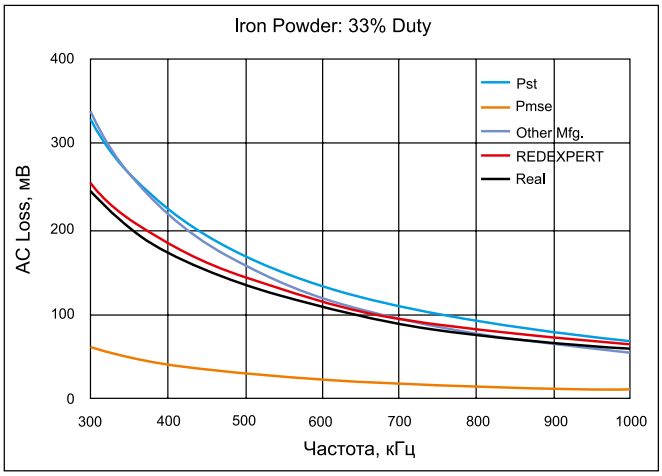


Рис. 9. **AC-потери индуктора с сердечником из железного порошка при коэффициенте заполнения 33%**



Рис. 10. **Скриншот онлайн-программы REDEXPERT**

РАСЧЕТ ПОТЕРЬ ИНДУКТОРА С ПОМОЩЬЮ REDEXPERT

Новый онлайн-сервис REDEXPERT компании Würth Elektronik, предназначенный для выбора и моделирования режимов, позволяет пользователю найти подходящий элемент для конкретного применения. Простой и эффективный инструмент, REDEXPERT дает возможность разработчику за короткое время сравнить различные варианты и выбрать соответствующий индуктор. После ввода входных и выходных параметров, а также требуемой топологии схемы программа REDEXPERT производит расчет величины индуктивности и предлагает варианты. Скриншот веб-инструмента REDEXPERT показан на рис. 10.

Поскольку компания Würth Elektronik eiSos предлагает широкий спектр различных индукторов, существует высокая вероятность того, что пользователю будут предложены подходящие варианты. Разработчик может выбрать индуктор нужного размера с параметрами, соответствующими конкретной задаче. Расчет AC-потерь в магнитных компонентах является критически важной и сложной проблемой, однако программа REDEXPERT способна успешно с ней справиться, поскольку в ней использована новая AC-модель Würth Elektronik. Точный расчет AC-потерь позволяет оценить температуру компонента в заданных условиях с высокой точностью.

Пример расчета индуктора для понижающего DC/DC-конвертера показан на рис. 11. Выбраны следующие режимы работы: входное напряжение 8–12 В, выходное напряжение 5 В, частота переключения 800 кГц, коэффициент заполнения 40%, выходной ток 1 А. Программа REDEXPERT определила оптимальную величину индуктивности L_{opt} = 9,6 мкГн, длительность импульса тока T_{on} = 550 нс, коэффициент заполнения DC = 0,44; выбор был сделан из 200 возможных вариантов. Предположим, что для нашего применения требуется миниатюрный индуктор с низкими потерями. В таком случае возможным выбором является элемент серии WE-MAPI.

Действующая версия REDEXPERT предлагает расчет для трех топологий схем: понижающий DC/DC-конвертер, повышающий DC/DC-конвертер и универсальный преобразователь SEPIC. Во всех случаях пользователь может выбрать оптимальный компонент для конкретных условий. Кроме того, имеется калькулятор потерь для одной индуктивности, независимо от топологии. REDEXPERT — это онлайн-инструмент, поэтому пользователю не надо беспокоиться о загрузке, установке и обновлениях.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Модель AC-потерь Würth Elektronik предлагает точную и практичную основу для расчета потерь переменного тока. Она была экспериментально проверена в широком диапазоне частот, токов пульсаций, коэффициентов заполнения и доказала свою эффективность. Поскольку эта модель AC-потерь реализована в программе REDEXPERT, пользователю не требуется информация о потерях в сердечнике. Таким образом, REDEXPERT является надежным инструментом для онлайн-расчета, позволяющим разработчику сэкономить время, необходимое для расчета мощности потерь и выбора оптимального компонента.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Magnetics Design for Switching Power Supplies by Lloyd H. Dixon.*
2. *On the law of hysteresis by C.P. Steinmetz.*
3. *Calculation of losses in ferro- and ferrimagnetic materials based on the modifiedSteinmetz equation / J. Reinert, A. Brockmeyer, R.W. De Doncker.*
4. *Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms / Li Jieli, T. Abdallah, C.R. Sullivan.*
5. www.we-online.com/app-notes
6. www.we-online.com/component-selector
7. www.we-online.com/toolbox
8. katalog.we-online.de/en/

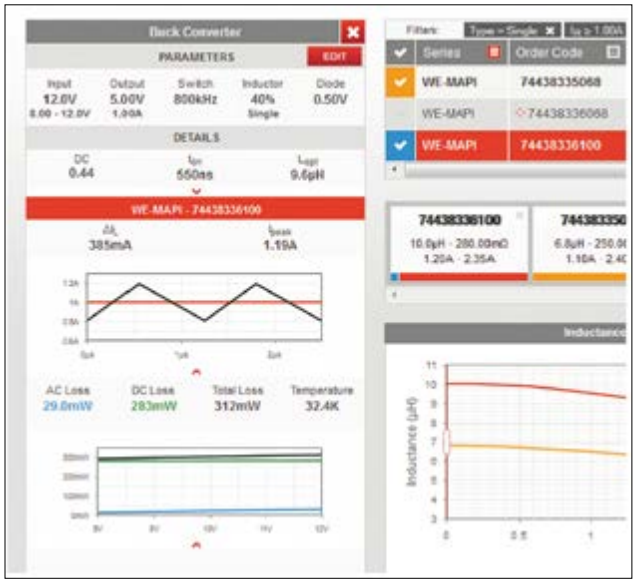


Рис. 11. **Пример расчета понижающего DC/DC конвертера**

ВЫСОКОТОЧНЫЙ РАСЧЕТ СИЛОВОГО ДРОССЕЛЯ ДЛЯ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫХ ПРИЛОЖЕНИЙ

**АЛЕКСАНДР ГЕРФЕР (ALEXANDER GERFER),
РАНЖИТ БРАМАНПАЛЛИ (RANJITH BRAMANPALLI),
ДЖОКЕН БАЙЕР (JOCHEN BAIER)**

В статье рассматриваются возможности нового средства REDEXPERT от компании Würth Elektronik, которое позволяет с высокой точностью определить потери мощности по постоянному и переменному токам в силовых дросселях для широкого ряда приложений.

ВВЕДЕНИЕ

Энергоэффективные устройства позволяют экономно расходовать ресурсы и защищать окружающую среду. Чем эффективнее работают, например, мобильные электронные устройства, тем дольше срок службы их аккумуляторов. К промышленным системам и серверам, которые обслуживают тысячи потребителей, требования к энергоэффективности заметно мягче.

Основу энергоэффективного устройства составляет модуль источника питания. В современных электронных устройствах, главным образом, используются импульсные источники питания, что в т. ч. обусловлено уменьшением напряжения питания процессоров. Если несколько лет тому назад величина коммутационной частоты достигала 300 кГц, то к настоящему времени импульсные контроллеры работают с тактовой частотой 800 кГц и выше. При проектировании модулей импульсных источников питания следует учитывать не только коммутационные потери, но и потери в силовом дросселе.

Благодаря новым железным сплавам удалось в еще большей мере сократить потери в материалах сильноточных силовых дросселей. WE-MAPI – серия дросселей (см. рис. 1), в которых благодаря удачному подбору материалов и технологии изготовления обеспечивается оптимальная индуктивность и допустимая нагрузка по току с малыми внутренними потерями.

Новое средство под названием REDEXPERT позволяет разработчикам предварительно определить потери по постоянному и переменному токам в силовых дросселях в условиях эксплуатации конкретного приложения. Заметим, что возможность осуществлять расчеты потерь с помощью уравнений Штейнмеца очень скоро будут исчерпаны.

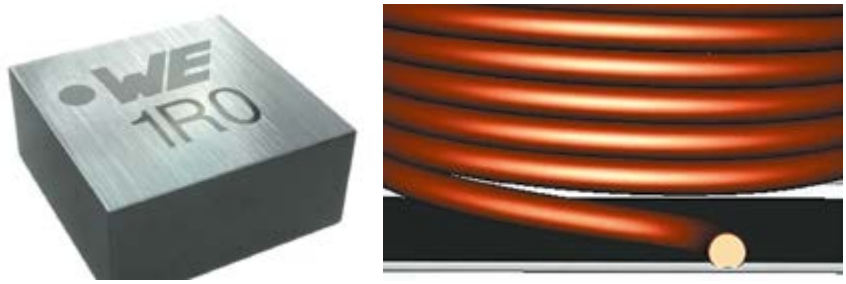


Рис. 1. **Внешний вид дросселя WE-MAPI и его обмотки, которая соединяется с контактными площадками без пайки или сварки**

КОНСТРУКЦИЯ И ПАРАМЕТРЫ КОМПОНЕНТОВ WE-MAPI

WE-MAPI – инновационная серия дросселей от компании Würth Elektronik. В стандартных дросселях, главным образом, применяется медная проволока с эмалевым покрытием, намотанная вокруг сердечника и припаянная к выводу с зажимом. Внешнее экранирующее кольцо устанавливается и крепится к внутреннему сердечнику и обмотке.

Новизна компонентов серии WE-MAPI заключается в том, что их обмотка соединяется с контактными площадками без использования пайки или сварки. Благодаря зажимному соединению эффективный диаметр обмотки можно увеличивать, что позволяет сократить число витков обмотки при той же величине индуктивности. В результате значительно уменьшается сопротивление обмотки по постоянному току R_{DC}.

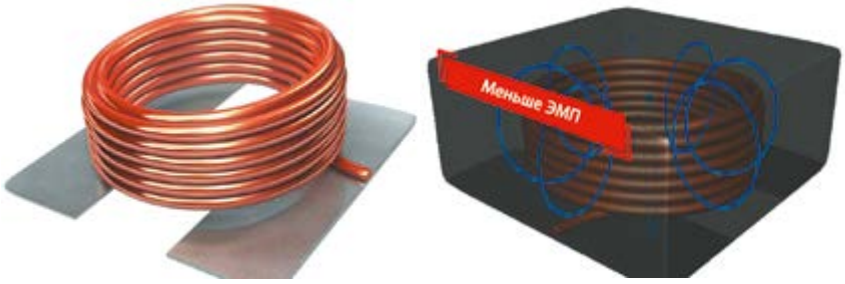


Рис. 2. **Самоэкранирующаяся обмотка и новая конструкция сердечника позволяют улучшить параметры ЭМП дросселей серии WE-MAPI**

Начало обмотки дросселя, как правило, подключается к коммутационному узлу импульсного преобразователя, на что указывает маркировка на компоненте. Соответственно, минимизируется влияние помех от активного коммутационного узла, и экранируются наводки через внешнюю часть обмотки, которая подключается к точке с «устойчивым» потенциалом (см. рис. 2).

Сердечник изготовлен из спрессованного металлического сплава, расположенного вокруг обмотки. В результате дроссели серии WE-MAPI в компактном корпусе обладают большой индуктивностью. В то же время конструкция сердечника обеспечивает самоэкранирующий эффект. Материал сердечника обладает термоустойчивостью при незначительном дрейфе и плавной характеристикой насыщения. У сердечника имеется защитный слой, который обеспечивает устойчивость поверхности к воздействию окружающей среды.

Дроссели серии WE-MAPI выпускаются во многих разных корпусах размерами 1,6×1,0; 2,0×1,0; 2,5×0,6; 2,5×0,8; 2,5×1,0; 2,5×1,2; 3,0×1,2; 3,0×1,5; 3,0×2,0; 4,0×2,0 мм.

ПОТЕРИ В СИЛОВЫХ ДРОССЕЛЯХ

Потери в силовых дросселях обусловлены потерями в материале сердечника и в обмотке. В свою очередь, потери в обмотке можно разделить на потери по постоянному току, связанные, в основном, с ее сопротивлением по постоянному току R_{DC} и определяемые как $P = I^2 \cdot R_{DC}$, и потери по переменному току на сопротивлении R_{AC}, возникающие в результате поверхностного эффекта и эффекта близости. Для определения потерь в обмотке по переменному току применяется несколько методов расчета, в т. ч. методы Доуэля, Феррейры или Салливана.

Влияние помех по переменному току на современные импульсные

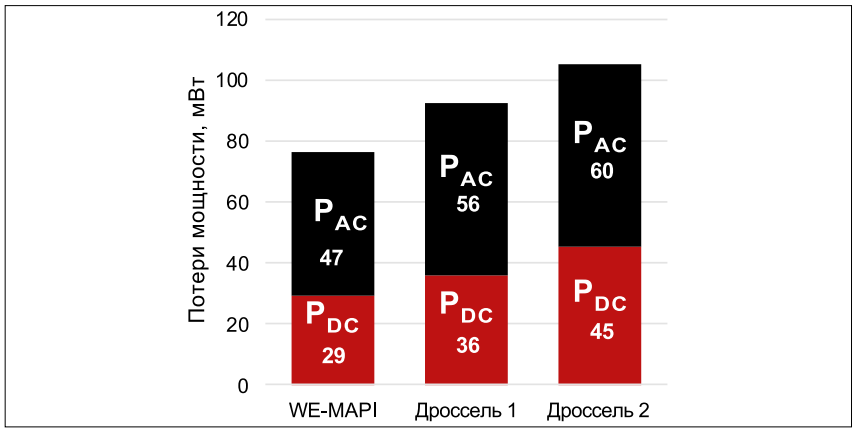


Рис. 3. **Потери по переменному и постоянному токам дросселя с индуктивностью 2,2 мкГн, который используется в понижающем преобразователе с входным напряжением 24 В, выходным напряжением 12 В при токе 2 А и частоте 500 кГц**

контроллеры можно определить с помощью простой измерительной установки. В качестве примера рассмотрим понижающий преобразователь с входным напряжением 24 В. На выходе его напряжение составляет 12 В при токе 2 А. Тактовая частота – 500 кГц. На рисунке 3 сравниваются потери мощности в силовом дросселе с индуктивностью 2,2 мкГн серии WE-MAPI 4020 с силовыми дросселями в корпусах того же типоразмера. Очевидно, что потери по переменному току превышают потери по постоянному току.

Дроссель – один из наиболее важных компонентов импульсного контроллера. Точное определение потерь и нагрева дросселя – необходимая мера при выборе компонента. Чтобы определить величину этого нагрева, в первую очередь, следует точно установить величину потерь по переменному току.

МОДЕЛИ ШТЕЙНМЕЦА

Если следовать хронологии, то потери в сердечнике сначала определялись с помощью модели Штейнмеца (1), позже – с помощью модифицированной модели Штейнмеца (2) или его обобщенной модели (3):

$$P_V = K \cdot f^{\alpha} \cdot B_{pk}^{\beta}, \quad (1)$$

$$P_V = (K \cdot f_{eq}^{\alpha-1} \cdot B_{pk}^{\beta}) \cdot f$$

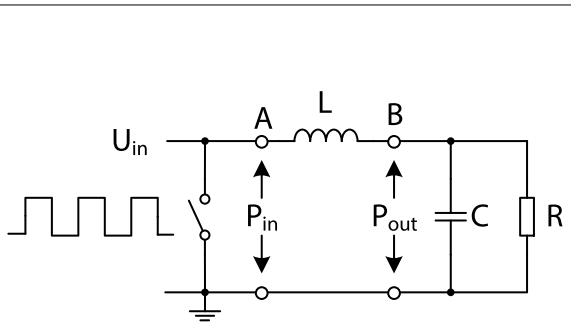
$$\text{при } f_{eq} = \frac{f}{2\pi\left(DC - DC^2\right)}, \quad (2)$$

$$P_V = (K \cdot f_{eq}^{\alpha} \cdot B_{eq}^{\beta}) \cdot f$$

$$\text{при } B_{eq} = \frac{1}{4}\int_0^T \left|\frac{dB}{dt}\right| dt, \quad (3)$$

где P_V – потери мощности на единицу объема; f – частота коммутации; B_{pk} – синусоидальная модуляция магнитного поля; f_{eq} – эквивалентная частота несинусоидальной модуляции при изменяющемся коэффициенте заполнения; K, α и β – константы материала сердечника, определяемые путем измерений с использованием кольцевого сердечника.

Существенным недостатком уравнения Штейнмеца является то, что оно исходит из синусоидальной формы тока,



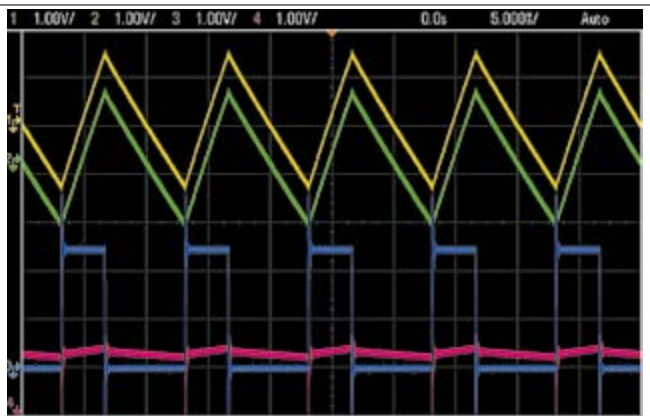


Рис. 4. **Схема DC/DC-преобразователя для определения потерь мощности и соответствующие результаты на экране осциллографа**

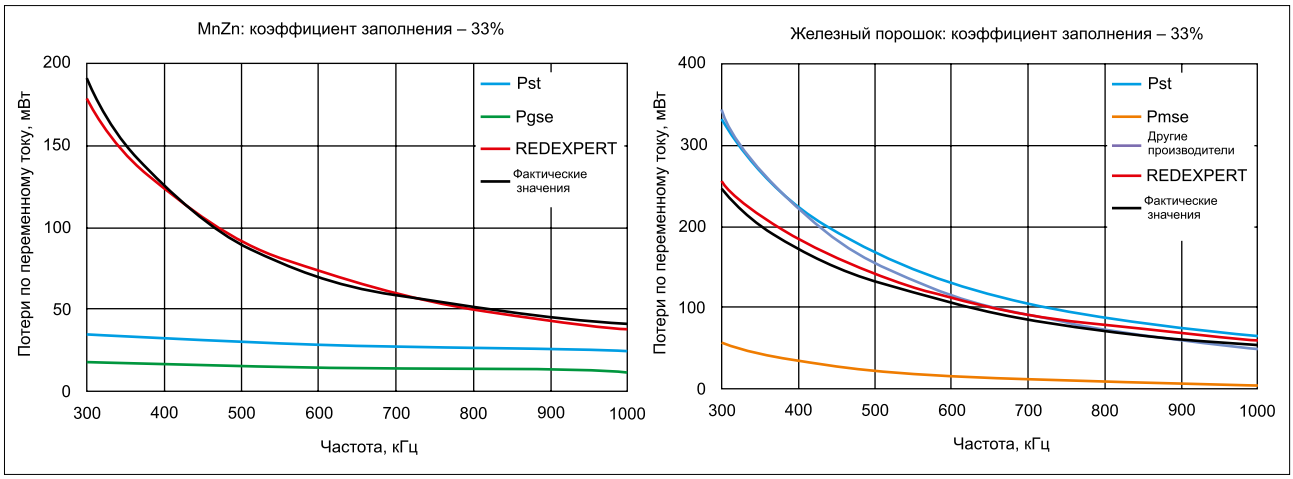


Рис. 5. **Дроссель с сердечником из MnZn и железного порошка при коэффициенте заполнения 33%**

а коэффициенты определяются, как правило, только на основе измерения малых сигналов. Однако в большинстве приложений силовой электроники ток в дросселях не имеет синусоидальной формы и принимает значения в диапазоне от нескольких мА до нескольких сотен А.

Существуют и другие способы моделирования, которые позволяют решить проблему с несинусоидальными сигналами путем разделения гистерезисных потерь и потерь от вихревых токов. В таких случаях эмпирическое уравнение Штейнмеца доказало свою практическую пригодность, но оно обеспечивает высокую точность результатов только для синусоидальных токов. Разные модели Штейнмеца дают хорошие результаты лишь при значениях коэффициента заполнения равного 50% и в ограниченном частотном диапазоне. Кроме того, из-за достаточно сложной процедуры определения длины пути магнитного потока требуется установить потери в сердечнике с помощью имеющихся уравнений для железного порошка и металлических сплавов; при этом точность результатов невелика. В случае же с дросселями, у которых сердечники изготовлены из нескольких разных материалов, определение потерь часто не представляется возможным.

МОДЕЛЬ ОТ КОМПАНИИ WÜRTH ELEKTRONIK

Компания Würth Elektronik eiSos создала собственную модель для точного определения потерь в сердечнике по переменному току. Эта модель основана на эмпирических данных, полученных с помощью экспериментальной установки. В таком представлении потери делятся на потери по постоянному и переменному токам.

Эмпирические данные были получены с помощью DC/DC-преобразователя (см. рис. 4). На дроссель подавалось импульсное напряжение, после чего измерялась входная P_{IN} и выходная мощности P_{OUT}. Мощность потерь $P_{LOSS} = P_{IN} - P_{OUT}$, а потери дросселя по переменному току P_{AC} рассчитывались отдельно. Такой метод используется для измерения разных параметров – изменений модуляции магнитного потока,



Рис. 6. **Моделирование понижающего преобразователя с помощью средства REDEXPERT с использованием компонентов WE-MAPI**

частоты коммутации, тока пульсаций и т.д. С помощью этих эмпирических данных создается модель для расчета потерь мощности по переменному току: $P_{AC} = f(\Delta I$, частота, DC, $k1$, $k2)$.

Перечислим преимущества модели Würth Elektronik для расчета потерь по переменному току:

- эмпирические данные получены с помощью DC/DC-преобразователя;
- обеспечивается точное определение потерь для каждого заданного коэффициента заполнения;
- обеспечивается высокая точность в широком частотном диапазоне 10 кГц…10 МГц;
- учитываются все малейшие изменения в материале сердечника и конструкции обмотки;
- можно рассчитывать параметры компонентов, изготовленных не из одного материала;
- обеспечивается высокая точность по определению потерь в компонентах из железного порошка и металлических сплавов;
- имеется возможность рассчитывать сердечник любой конструкции и с разными структурами обмотки;
- имеется возможность рассчитывать потери в обмотке по переменному току.

ВОЗМОЖНОСТИ МОДЕЛИ ОТ WÜRTH ELEKTRONIK

Работоспособность модели от компании Würth Elektronik была подтверждена многочисленными испытаниями, по результатам которых ее сравнивали с другими моделями и полученными данными. Измерялись потери по переменному току для таких материалов как WE-Superflux, железный порошок, NiZn, MnZn и т.д. при изменении коэффициента заполнения в широком диапазоне значений и широком частотном диапазоне. Результаты сравнивались с теми, которые были получены с помощью теоретических моделей (см. рис. 5).

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОТЕРЬ С ПОМОЩЬЮ СРЕДСТВА REDEXPERT

REDEXPERT – новое интерактивное средство проектирования от Würth Elektronik eiSos, позволяющее выбрать силовой дроссель для конкретного приложения. С помощью этого эффективного и простого в использовании средства можно сравнивать разные компоненты и выбирать их за очень короткое время.



Рис. 7. **Определение параметров понижающего преобразователя и потерь соответствующего дросселя**

С этой целью сначала вводятся входные и выходные параметры для требуемой топологии, а затем средство REDEXPERT рассчитывает необходимое значение индуктивности и отображает соответствующие компоненты. На рисунке 6 показан скриншот окна REDEXPERT.

Расчет потерь по переменному току в магнитных компонентах достаточно трудоемок, но средство REDEXPERT намного его упрощает благодаря интегрированной модели Würth Elektronik, которая позволяет точно определить температуру изделия.

В настоящее время средство REDEXPERT поддерживает три топологии преобразователей: понижающую, повышающую и SEPIC. Величина потерь отражается в графическом виде во всем диапазоне входного напряжения, позволяя учесть даже экстремальные сценарии. Таким образом можно быстро подобрать большинство силовых дросселей для соответствующих приложений.

Чтобы определить параметры дросселя для понижающего преобразователя, в программу вводится диапазон значений входного напряжения, выходное напряжение и ток (см. рис. 7), а также значения коммутационной частоты, напряжения на диоде, а также требуемый уровень пульсации дросселя. После нажатия кнопки Display details на экране отображаются параметры соответствующего силового дросселя, в т. ч. значения токов пульсации и потерь.

Кроме того, у разработчиков имеется возможность воспользоваться калькулятором, который позволяет вручную рассчитать величину потерь силового дросселя независимо от топологии. С этой целью необходимо ввести в средство REDEXPERT значения коэффициента заполнения, тока пульсаций или падения напряжения. Входные данные мгновенно отображаются в графическом виде внизу экрана ввода.

Поскольку REDEXPERT – веб-средство, нет необходимости его загружать или обновлять. Зарегистрированные пользователи получают доступ к дополнительным функциям: например, у них имеется возможность определить, как изменяется индуктивность дросселя или температура в зависимости от тока.

ВЫВОДЫ

Силовые дроссели серии WE-MAPI обеспечивают максимальную мощность при очень небольших размерах. Инновационный материал сердечника и его современная конструкция отвечают требованиям самых последних стандартов. Выбор дросселей WE-MAPI рекомендуется осуществлять с помощью средства REDEXPERT – нового интерактивного инструмента от компании Würth Elektronik. В этом средстве используется модель расчета потерь по переменному току, которая позволяет с очень высокой точностью получить частоту, ток пульсаций и коэффициент заполнения в широком диапазоне значений.

ПУСТОТЫ В КОМПОНЕНТАХ С КОНТАКТНЫМИ ПЛОЩАДКАМИ НА НИЖНЕЙ СТОРОНЕ КОРПУСА

ДОРИАН ДЕГЕН (DORIAN DEGEN), МОХАММЕД УСАМА (MOHAMMED USAMA),
Перевод: **СЕРГЕЙ БАБУШКИН**

В статье приведены методы, которые позволят избежать появления пустот типа «озеро» в компонентах с контактными площадками на нижней стороне корпуса (BTC) с двойным плоским корпусом.

ТЕЗИСЫ

Рынок компонентов с контактными площадками на нижней стороне корпуса (BTC), выполненных в QFN- и DFN-корпусах, быстро развивается в электронной промышленности, поскольку основными драйверами являются миниатюризация и стоимость.

BTC дали хорошие перспективы в процессах проектирования и сборки, когда эти типы корпусов появились на рынке. Большие площади терминалов, используемых для присоединения отдельных проводов пайкой, предоставляют множество преимуществ, таких как рассеивание тепла компонента. Тем не менее, если процесс сборки не отрегулирован должным образом, это может привести к образованию пустот под компонентом.

На количество пустот могут влиять различные корректировки — паяльные пасты со специальными растворителями и размерами зерен, толщина отпечатка паяльной пасты на рисунке контактной площадки, профиль припоя, планировка рисунка контактной площадки, планировка трафарета припоя и поверхность печатной платы.

Данное указание по применению было разработано с учетом работы, выполненной для оценки перспектив появления пустот в продукции WE-MAPI (DFN). Для решения этого вопроса были применены различные технологии и проведены испытания, в частности, специализированная планировка рисунка контактной площадки, оптимизация профиля оплавления, специализированные трафареты, испытания на сдвиг и т.д. В предложенном отчете кратко описаны полученные результаты, примененные технологии и проведенные испытания.



Рис. 1. **Распределенный квадрат (для MAPI размером 3×3 мм)**



Рис. 2. **Прямоугольники 180° (для MAPI размером 3×3 мм)**

КРАТКИЙ ЭКСКУРС

Пустоты в паяных соединениях являются следствием выделения газа из них, когда паяльная паста находится в расплавленном состоянии, то есть можно сказать, что появление пустот пропорционально выделению газа из расплавленной паяльной пасты. Это означает, что появление пустот в большей степени зависит от флюсовой химии. На пустоты значительное влияние оказывает смачивание припоя: чем лучше смачивание, тем меньше задержка флюса в паяном соединении в расплавленном состоянии. Другими словами, если мы сможем исключить флюс из паяного соединения, выделение флюса не приведет к образованию пустот в BTC корпуса.

ХОД РАБОТЫ

Специализированный рисунок контактной площадки

Хорошо известна технология — применение рисунка со штриховой сеткой на термолистах больших интегральных схем с QFN-корпусами, таких как интегральные схемы процессоров. Подобным образом была использована и протестирована идея специализированных рисунков контактной площадки с различной геометрией и ориентацией. Главной целью было увидеть, быстрее ли происходит процесс смачивания паяльной пасты, чем процесс выделения газа, что привело бы к получению более прочных паяных соединений и уменьшению количества пустот. Рисунки контактной площадки были намеренно сделаны немного больше, чем шаг сетки WE-MAPI, чтобы получить мениск и адаптироваться к процессу выделения газа.

Принимая во внимание вышеуказанные моменты, специалисты разработали рисунки контактной площадки с различной ориентацией и шагом. Были проведены предварительные испытания, чтобы проверить, какой рисунок даст наилучший результат. Как показали полученные результаты, наилучшие варианты продемонстрировали прямоугольники 180° и распределенные квадраты, как показано на рис. 1 и 2.

Профиль оплавления

Для экспериментов мы использовали бессвинцовую паяльную пасту (SAC-сплавы). Как все понимают, уменьшение количества паяльной пасты поможет минимизировать число пустот. Это обычно применяется при нанесении рисунка на трафарет на сплошном рисунке контактной площадки. В то же время необходимо учитывать меньшее количество флюса на единицу площади относительно рисунка контактной площадки из-за меньшей сеткографии паяльной пасты. В результате уменьшения количества флюса на единицу площади паяльная паста содержит недостаточное количество флюса, чтобы избежать высыхания и окисления паяльной пасты в процессе оплавления.

Линейное изменение до пика или линейное изменение до резкого скачка является профилем оплавления, который был разработан с учетом меньшей чувствительности осажденного слоя отпечатка паяльной пасты и повышенных температур. Данный профиль, главным образом, нацелен на снижение теплового напряжения и общей теплоотдачи, но видно, что этот профиль деформирует паяльную пасту. В частности, для уменьшения осажденных слоев паяль-

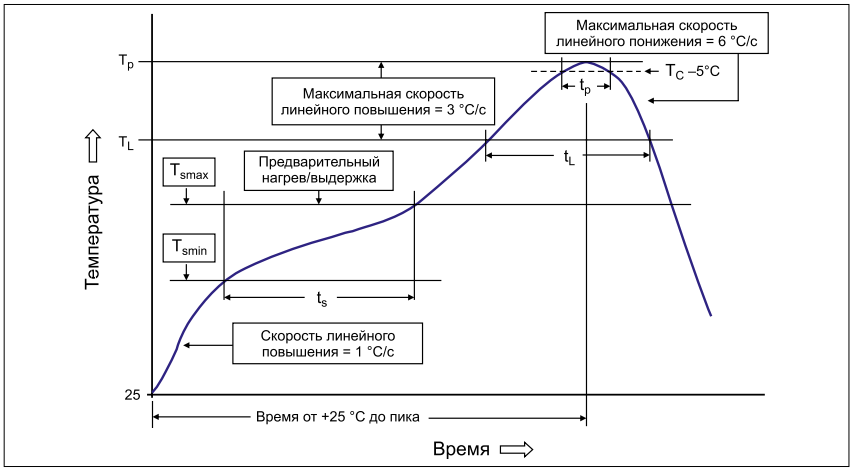


Рис. 3. **Профиль оплавления. Создание профиля оплавления соответствовало IPC/JEDEC J-STD-020D**

ной пасты и во избежание образования пустот в некоторой степени применялся профиль выдержки.

Профиль оплавления (рис. 3) был разработан по итогам обширного исследования и предусматривает следующие моменты:

- применный профиль оплавления «линейное изменение — пик — резкий скачок» (RSS);
- скорость линейного изменения (примерно 1°C/c) — это минимизирует общее количество проблем, связанных с процессом оплавления, например спекание припоя в комки и его грануляция, и горячая осадка, что приводит к эффекту перекрытия, и т. д.;
- зона выдержки важна для минимизации образования пустот. Она помогает ускорить процесс смачивания по сравнению с выделением газа, в свою очередь, она помогает избежать дефекта пайки типа «надгробный камень» (принимая во внимание небольшой вес компонентов MAPI);
- пик и TAL (Time Above Liquids) (время до затвердевания припоя) соответствовали рекомендациям стандартов и спецификаций (пиковая температура +265°C и немного большее TAL — примерно 90 с);
- стадия охлаждения – для получения мелкозернистой структуры желательно очень резкое охлаждение. Медленное охлаждение приведет к крупнозернистой структуре, которая обычно демонстрирует плохую усталостную прочность. Можно достичь линейного изменения охлаждения почти в 6°C/c.

Обсуждения и результаты

Прежде чем перейти к результатам проведенных испытаний и экспериментов, посмотрите некоторые результаты продукции MAPI с оригинальным рисунком контактной площадки (рис. 4).

Вы можете ясно увидеть пустоты в виде «озер». Эти пустоты приводят к ослаблению соединения и действуют как теплоизоляция, что вызывает более быстрое увеличение температуры катушки индуктивности во время ее работы, поскольку они препятствуют передаче тепла от катушки индуктивности к печатной плате.

Обсуждения и результаты предварительных испытаний

На рис. 5, 6 показаны результаты КТ-сканирования для рисунков контактной площадки, которые дали наилучшие результаты.

На КТ-сканах можно ясно увидеть, что пустоты в виде «озер» полностью исчезли, но все равно преобладают пустоты меньшего размера, подробности которых будут обсуждены далее.

Следует обратить внимание на то, что был использован трафарет толщиной 120 мкм, рисунки в виде ромба (рис. 5) вызваны формой рисунка контактной площадки и не являются фактическими пустотами.

На рис. 7 показан расчет зоны пустот для рис. 5.

По расчетам зона пустот составила 14,96%.

Существует стандарт/норма, которая указывает пропорцию пустот в паяном соединении для компонентов BTC. В соответ-

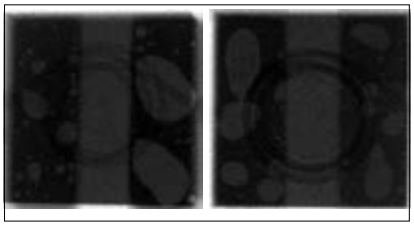


Рис. 4. **Пустоты в виде «озер»**

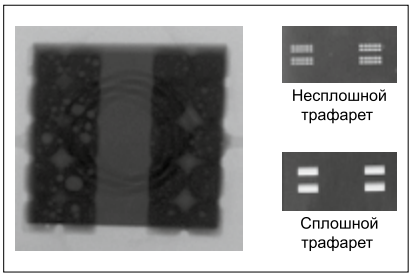


Рис. 5. **Распределенные квадраты**

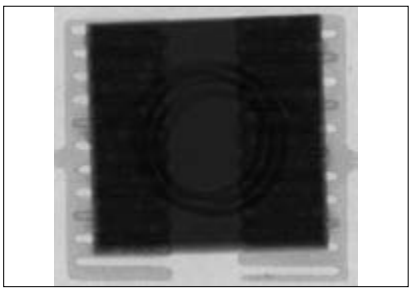


Рис. 6. **Прямоугольники 1800**

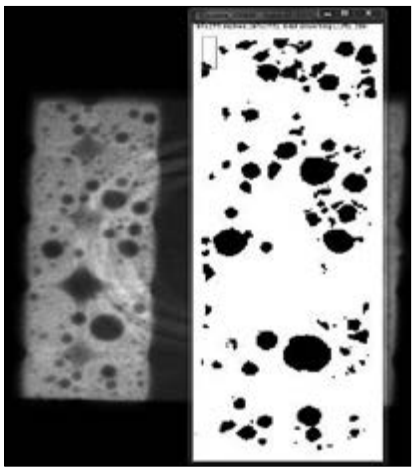


Рис. 7. **Зона пустот квадратов**

Таблица 1. **Размерные критерии по IPC610 — компоненты корпуса BGA с коллапсирующими шарами**

Характеристика	Пункт	Классы 1, 2, 3
Выравнивание	8.3.12.1	Сдвиг шарикового вывода из припоя не нарушает минимальное электрическое безопасное расстояние
Безопасное расстояние шарикового вывода из припоя (C)	8.3.12.2	Шариковый вывод из припоя не нарушает минимальное электрическое безопасное расстояние
Паяное соединение	8.3.12.3	Нет образования перемычек при пайке; шариковый вывод из припоя BGA контактирует и смачивает контактную площадку, образуя непрерывный эллиптический круг или колонное соединение
Пустоты	8.3.12.4	Образование не более 30% пустот любого шарикового вывода в зоне рентгеновского снимка
Материал для заполнения или пакетирующий материал	8.3.12.5	Когда необходимо, используется материал для заполнения или пакетирующий материал и полностью затвердевает

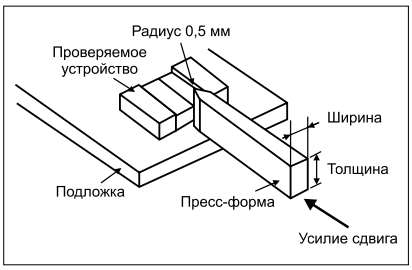


Рис. 8. **Настройка испытания на сдвиг для оценки предела прочности на разрыв терминалов, номер для ссылки: AEC-Q200-006**

Таблица 2. **Результаты испытаний на сдвиг WE-MAPI**

	Несплошной трафарет	Сплошной трафарет
180°C	150,95 N	157,95 N
Квадраты	128 N	127,25 N

ствии с IPC610 для корпусов BGA допустимо 30% пустот, что и было взято в качестве эталона для нашего анализа (табл. 1).

Испытания на сдвиг — это испытания, проведенные для проверки предела прочности на разрыв терминалов компонентов. Это хорошо иллюстрирует рис. 8.

Сила сдвига при обычном рисунке контактной площадки составила около 60 N.

После изучения результатов предварительных испытаний (табл. 2) было проведено обширное тестирование с рисунком контактной площадки с распределенным квадратом для дальнейшего анализа.

Статистические испытания и результаты

Более того, та же самая модель испытания и анализа применялась для большого количества образцов, чтобы подтвердить правильность полученных результатов. В них использовалась другая паяльная паста по сравнению с предварительными испытаниями. Мелкий шаг этой паяльной пасты, использованный для статистических тестов, составлял 0,3 мм. Были применены два трафарета толщиной 100 и 120 мкм.

Для статистических тестов использовались разные размеры шага на рисунке контактной площадки с распределенным квадратом (0,1 и 0,2 мм) для сравнения и изучения результатов.

На рис. 9 и 10 приведены показатели КТ из статистических испытаний.

На сканах можно увидеть, что финишная пайка на рисунке контактной площадки с шагом 0,2 мм намного лучше, чем на рисунке контактной площадки с шагом 0,1 мм. Тогда как на рис. 6 финишная пайка намного лучше на том же самом рисунке контактной площадки с шагом 0,1 мм. Причина заключается в возможности мелкого шага паяльной пасты, который составлял 0,2 мм в предварительных испытаниях и 0,3 мм в статистических испытаниях. Поэтому финишная пайка на рис. 10 намного лучше, чем на рис. 9.

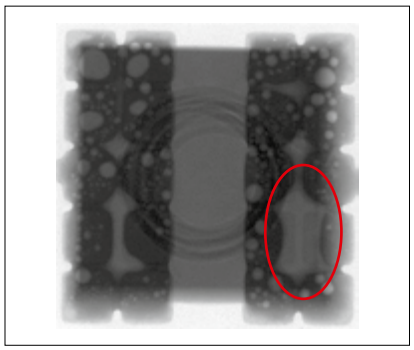


Рис. 9. **Квадраты, рисунок контактной площадки с шагом 0,1 мм**

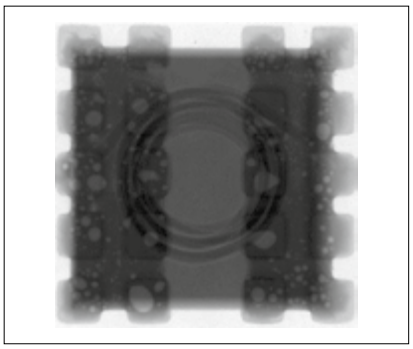


Рис. 10. **Квадраты, рисунок контактной площадки с шагом 0,2 мм**

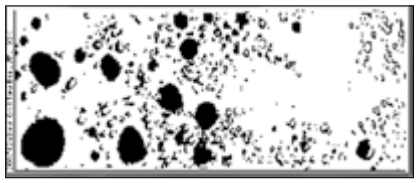


Рис. 11. **Расчет зоны пустот для рис. 8 (левая площадка)**

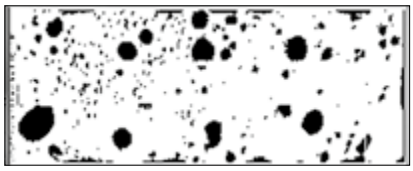


Рис. 12. **Расчет зоны пустот для рис. 9 (левая площадка)**

Таблица 3. **Результаты испытаний на сдвиг паяльной пасты с возможностью мелкого шага 0,3 мм**

	Рисунок контактной площадки	
	с шагом 0,1 мм	с шагом 0,2 мм
Квадраты	123,7 N	110,98 N

Таблица 4. **Результаты испытаний на сдвиг паяльной пасты с возможностью мелкого шага 0,2 мм**

	Рисунок контактной площадки с шагом 0,1 мм
Квадраты	131,51 N

Следует обратить внимание, что шаг трафарета и рисунка контактной площадки всегда одинаковы.

На рис. 11 приведен расчет зоны пустот для рис. 8.

По расчетам зона пустот составляет 21,1%.

Важно: обведенная красным кружком зона на рис. 9 не обусловлена расчетом пустот. Фактически это не пустота, а место, на котором нет паяльной пасты. Это вызвано строением рисунка контактной площадки и плохой финишной пайкой из-за более высокой возможности мелкого шага паяльной пасты, а не размером шага самого рисунка контактной площадки.

По расчетам зона пустот составляет 14,2% (рис. 12).

В таблице 3 приведены результаты испытаний на сдвиг.

Также была испытана прочность паяного соединения с паяльной пастой с возможностью мелкого шага 0,2 мм, результаты приведены в таблице 4.

Из результатов, приведенных выше в таблицах 3 и 4, ясно видно различие в прочности паяного соединения.

Примечание. Результаты испытаний на сдвиг, приведенные здесь, являются средними значениями.

ВЫВОДЫ

Основная цель, позволяющая избежать появления пустот типа «озер» в наших компонентах с контактными площадками на нижней стороне корпуса (BTC) с двойным плоским корпусом, была успешно достигнута. Не наблюдалось уменьшения прочности паяного соединения, а скорее ее значительное увеличение (примерно от 60 N до 120 N). Использование вакуумной печи для оплавления или любого другого оплавления в бескислородной среде поможет в значительной степени сократить количество пустот.

В целом, пустоты одновременно становятся благом и бедой (как, например, трение). Необходимо понять, что пустоты — это неизбежное явление, когда дело касается соединения двух разных металлов в расплавленном состоянии не под вакуумом. Фактически они выступают в качестве поглотителей или гасителей напряжения и помогают избежать распространения трещин в паяных соединениях. Полное отсутствие пустот приведет к более высокому напряжению в соединениях, что в конечном итоге выльется в развитие в них трещин. Беспокоить могут только пустоты в виде «озер». Они захватывают воздух и действуют как теплоизоляция. Это, в свою очередь, приводит к более быстрому увеличению эффективной температуры компонента и уменьшению общей прочности паяного соединения. Пустоты в виде «озер» были эффективно устранены без воздействия на электрические параметры, такие как сопротивление по постоянному току, номинальный ток, ток насыщения и т. д., с помощью технологий, обсужденных в предложенном указании по применению.

ПРОБЛЕМА ИЗЛУЧЕНИЯ ЭМП СИЛОВЫМ ДРОССЕЛЕМ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ И ВАРИАНТЫ ЕЕ РЕШЕНИЯ

РАНЖИТ БРАМАНПАЛЛИ (RANJITH BRAMANPALLIG),
Перевод и дополнения: **ВЛАДИМИР РЕНТЮК**

В статье основное внимание уделено такой мало освещаемой в технической литературе и журналах теме, как излучение электромагнитных помех (ЭМП) силовыми дросселями в DC/DC-преобразователях. Это сложная проблема ввиду ее комплексного характера, поскольку излучение силового дросселя зависит сразу от нескольких параметров, таких как пульсации тока, рабочая частота преобразования, время нарастания и спада импульса напряжения, приложенного к дросселю, материал сердечника и его частотно-зависимая комплексная магнитная проницаемость. Для уменьшения собственных излучаемых ЭМП силовыми дросселями и выполнения требований стандартов по электромагнитной совместимости (ЭМС) предлагается несколько советов по выбору их конструктивного исполнения, что поможет разработчикам радиоэлектронной аппаратуры оптимально решить данную проблему.

ВСТУПЛЕНИЕ

DC/DC-преобразователи широко используются в приложениях управления питанием, а одним из ключевых компонентов является катушка индуктивности — силовой дроссель (рис. 1). Обычно основное внимание при выборе дросселя уделяется его электрическим характеристикам, таким как сопротивление обмотки по постоянному (RDC) и переменному току (RAC), потери в сердечнике, определяющие его максимальный рабочий ток и ток насыщения. Но, чтобы в ходе проектирования конкретного DC/DC-преобразователя при выборе силового дросселя не произошло критичных ошибок, нельзя упускать из виду и характеристики, влияющие на его электромагнитное излучение, о которых порой забывают.

Силовые дроссели в импульсных источниках питания (switch mode power supplies, SMPS) могут быть изготовлены с сердечниками из разных материалов и с различными вариантами исполнения их обмоток. В общем, такие дроссели можно разделить на три типа: неэкранированные, частично экранированные (их называют полуэкранированные) и полностью экранированные катушки индуктивности. Естественно, все типы дросселей имеют те или иные свойственные им преимущества и недостатки, которые позволяют использовать данный тип силового дросселя в конкретном приложении и накладывают ограничение на диапазон их применения.

Из-за самой природы импульсного преобразования к дросселю прикладывается переменное регулируемое импульсное напряжение, которое в свою очередь порождает в нем переменный ток. Как известно, любая индуктивность может работать как передающая рамочная антенна, но уровень ее электромагнитного излучения зависит от целого ряда факторов. К ним относятся непосредственно свойства источника возбуждения (импульса напряжения и связанных с ним переходных процессов), а также материал сердечника, экранирующий материал при наличии дополнительного внешнего экрана и ориентация подключения обмотки силового дросселя к ключам преобразователя, которые с точки зрения генерации ЭМП рассматриваются как источник ее возбуждения.

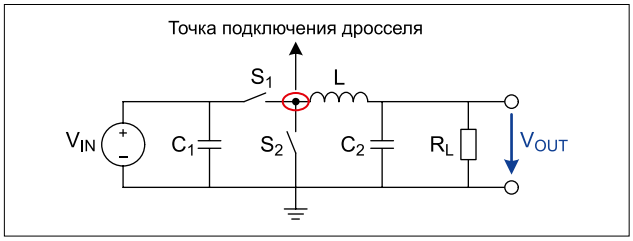


Рис. 1. **Типовой DC/DC-преобразователь**

Применительно к интересующей нас проблеме уровень электромагнитного излучения дросселя в диапазоне относительно низких частот 100 кГц – 30 МГц определяется током с рабочей частотой преобразования (называемой иногда частотой коммутации) и ее гармониками. Уровень излучения в этой области частот зависит от материала сердечника, наличия экранирования катушки индуктивности, а также от свойств ее обмотки. Что касается диапазона частот более высокого спектра (30 МГц – 1 ГГц), где излучение вызвано высокочастотными переходными процессами, называемыми звоном, и гармониками, электромагнитное излучение в большей степени зависит от характеристик экранирования материала сердечника, рабочей частоты преобразования и переходных процессов конкретного импульсного преобразователя, причем с учетом его конечного конструктивного исполнения, в том числе и его разводки на печатной плате.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ

Особенности конструктивного исполнения и само функционирование дросселя (или дросселей) в DC/DC-преобразователях той или иной топологии приводят к излучениям электромагнитных волн, причем этот процесс сопоставим с характеристиками и поведением традиционной рамочной антенны. Переменное напряжение и ток в индуктивности вырабатывают переменное электромагнитное поле

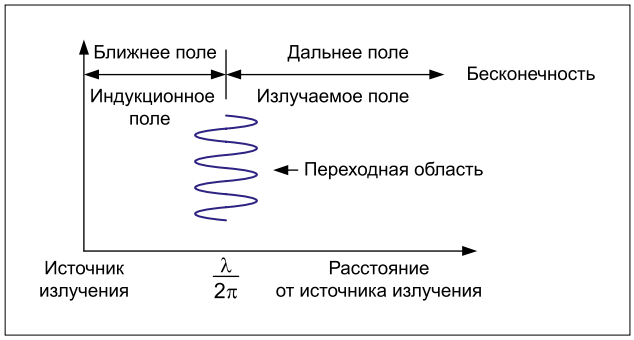


Рис. 2. **Распределение областей распространения электромагнитных волн на области ближнего и дальнего поля**

с векторами E и H, которые представляют вектор напряженности электрического и магнитного полей соответственно. По отношению к источнику излучения эти векторы ортогональны, то есть перпендикулярны и находятся под прямым углом друг к другу.

В непосредственной близи с рамочной антенной (источником электромагнитного излучения) характеристики полей E и H определяются поведением источника, а именно частотой преобразования и переходными процессами. Однако вдали от источника свойства электромагнитного поля определяются средой, через которую распространяется электромагнитная волна. Эти отдельные, но взаимо-связанные явления можно разделить на две области, которые в теории распространения радиоволн называются областью ближнего и дальнего поля (рис. 2).

Область в пределах длины волны λ/2π источника определяется как ближнее поле, а все, что лежит далее, — как область дальнего поля. В ближнем поле электрическая (E) и магнитная (H) составляющие электромагнитного поля должны рассматриваться отдельно, поскольку отношение между напряженностью двух полей по мере удаления в этой зоне не является постоянным. Однако в дальней зоне магнитные и электрические поля, для того чтобы сформировать плоскую волну, объединяются. Следовательно, отдельно электрические (E) и магнитные (H) поля имеет смысл обсуждать только в контексте ближнего поля. Если источник характеризуется высоким током и низким напряжением, то в этом случае магнитное поле считается доминирующим, тогда как если источник характеризуется малым током и высоким напряжением, то доминирующим считается электрическое поле.

Для рамочной антенны магнитное поле H вблизи источника имеет высокую напряженность, что, соответственно, приводит к низкому характеристическому волновому сопротивлению в области вблизи излучателя электромагнитного поля. По мере увеличения расстояния от источника напряженность магнитного поля H уменьшается, создавая одновременно электрическое поле E, вектор которого перпендикулярен направлению вектора H. При удалении от источника излучения магнитное поле затухает согласно кубическому ($1/r^3$), а электрическое — квадратичному ($1/r^2$) закону, где r — это расстояние до точки излучения.

РАЗЛИЧИЯ В ПОВЕДЕНИИ НЕЭКРАНИРОВАННЫХ, ПОЛУ- И ПОЛНОСТЬЮ ЭКРАНИРОВАННЫХ ИНДУКТИВНОСТЕЙ ПО ОТНОШЕНИЮ К ЭЛЕКТРОМАГНИТНОМУ ИЗЛУЧЕНИЮ

Как мы уже говорили в предыдущем разделе, излучение от силовых дросселей в DC/DC-преобразователях далеко не тривиальный фактор, и при рассмотрении требуется обращать внимание не только на их тип, но и близость дросселя к тем или иным окружающим компонентам, а также учитывать их восприимчивость к ЭМП с точки зрения индуктивной магнитной связи. Поскольку инженеры — разработчики систем питания стали более внимательно относиться к дросселю как источнику потенциальных ЭМП, производители компонентов ответили на такую потребность тем, что в дополнение к обычным неэкранированным катушкам индуктивности предложили их экранированные и полуэкранированные варианты. Экранированные катушки индуктивности изготавливаются в виде целиком герметичной катушки, имеющей полное магнитное экранирование. В неэкранированных катушках индуктивности обмотки катушек обычно открыты, и они не имеют какого-либо магнитного экрана. В полуэкранированных катушках индуктивности их ферритовые элементы обычно склеиваются с эпоксидной смолой поверх открытых обмоток.

Для исследования интересующей нас в рамках статьи проблемы воспользуемся испытательной установкой, приведенной на рис. 3 и 4. В ее основе лежит плата типового понижающего DC/DC-преобра-зователя: входное напряжение 12 В; выходное напряжение 5 В; ток нагрузки 5 А; частота переключения 400 кГц. Эти исходные величины будут сохраняться неизменными, а меняться только тип или конструктивное решение силового дросселя, напри-

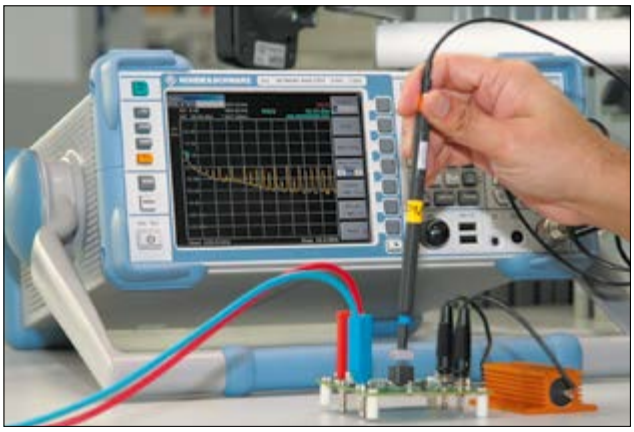


Рис. 3. **Общий вид испытательной установки**

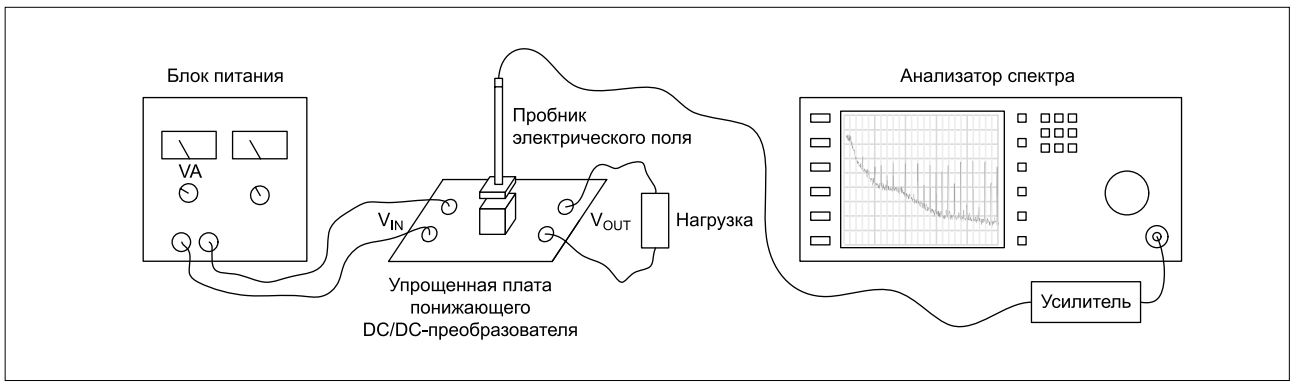


Рис. 4. **Электрическая схема испытательной установки**

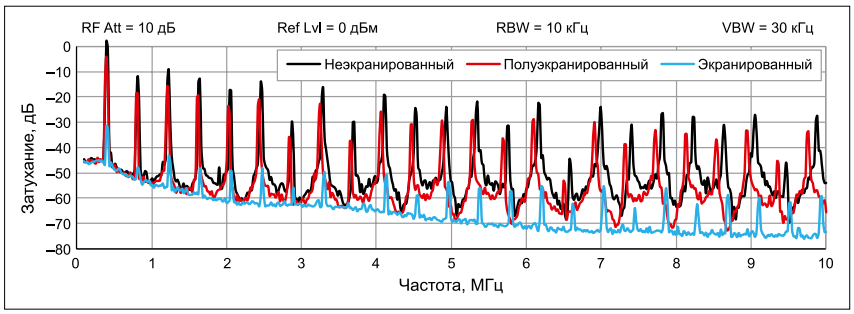


Рис. 5. **Сравнение уровней излучения магнитной составляющей поля неэкранированных, полуэкранированных и экранированных силовых дросселей**

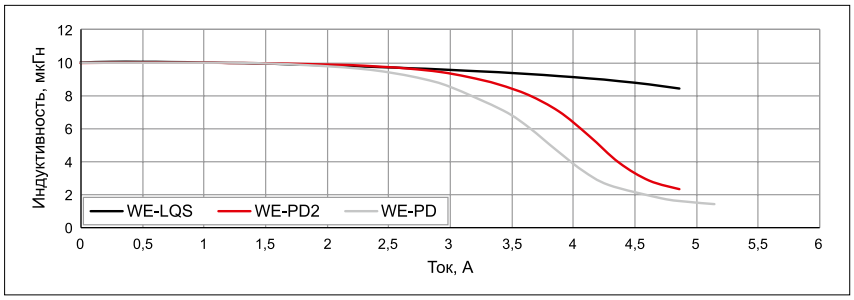


Рис. 6. **Зависимость тока насыщения полуэкранированной катушки индуктивности WE-LQS в сравнении с экранированной WE-PD и неэкранированной WE-PD2 катушками индуктивности**

мер в части оценки влияния внешнего экранирования, которое также будет рассмотрено.

Каждый тип конструктивного исполнения катушек индуктивности, предусмотренных в качестве силовых дросселей DC/DC-преобразователей, позволяет использовать данный тип силового дросселя в конкретном приложении и накладывает ограничение на диапазон их применения. Основным преимуществом экранированного дросселя является его относительно низкий уровень собственного электромагнитного излучения по сравнению с полуэкранированными или неэкранированными катушками индуктивности (рис. 5).

Однако при разработке нового решения DC/DC-преобразователя, как элемента распределенной системы питания, необходимо поддерживать тонкий баланс между его электрическими характеристиками, конструктивным решением и выбором всех его компонентов. К последним относится и рассматриваемый нами силовой дроссель — важнейший элемент импульсной системы преобразования электрической энергии. Кроме того, он является и одним из основных компонентов, определяющих габаритные размеры конечного решения такого преобразователя.

Для DC/DC-преобразователя характерна ситуация, когда улучшение одних из его характеристик зачастую отрицательно сказывается на других, способных оказать влияние на итоговые показатели завершенного проекта. Один из этих моментов — площадь, занимаемая конечным решением преобразователя на печатной плате. Экранированные дроссели, если их сравнивать с неэкранированными, имеющими то же значение индуктивности и такие же габаритные размеры, хотя и отличаются более низким сопротивлением постоянному току (R_{DC}), отличаются более низким током насыщения (I_{SAT}). Например, экранированная WE-PD (каталожный номер 74477710) [2] и неэкранированная WE-PD2 (каталожный номер 74477510) [3] катушки индуктивности, предлагаемые компанией Würth Elektronik eiSos (далее — Würth Elektronik), близкие по занимаемой площади (53,29 и 54,6 мм^2 соответственно), при одинаковой индуктивности 10 мкГн имеют R_{DC}, равный 49 и 70 мОм, и ток насыщения I_{SAT}, равный 2,6 и 2,95 А.

Естественно, тот факт, что открытый неэкранированный дроссель имеет более высокий ток насыщения (а это один из главнейших показателей), может привести к тому, что менее опытный инженер выберет для своего проекта именно неэкранированное решение дросселя, которое меньше по габаритам и имеет более высокий ток насыщения. Но это в конечном итоге приведет к более высокому уровню излучения электромагнитных помех и, как следствие, к проблемам в части электромагнитной совместимости, которые нельзя просто взять и сбросить со счетов.

В этом направлении компания Würth Elektronik одна из немногих, которая предлагает компромиссный вариант в виде полуэкранированных катушек индуктивности. Такие катушки, когда они исполняют роль силового дросселя в DC/DC-преобразователях, аккуратно балансируют между требованиями к занимаемому пространству, электрическими характеристиками и уровнем излучаемых электромагнитных помех. Так, близкая к рассмотренным нами выше катушкам полуэкранированная WE-LQS (каталожный номер 74404084100) [1] при занимаемой площади 64 мм^2 имеет ток насыщения 3,9 А, что при занимаемой площади, увеличенной лишь на 17%, дает намного больший, свыше 32%, ток насыщения по сравнению с неэкранированной катушкой типа WE-PD2. Такие полуэкранированные катушки индуктивности оптимальны для применений, где компоненты, близкие, например, к силовому дросселю, не настолько чувствительны к электромагнитному излучению.

На рис. 6 представлены характеристики насыщения полуэкранированной катушки индуктивности WE-LQS в сравнении с экранированной WE-PD и неэкранированной WE-PD2 катушками индуктивности.

ВЛИЯНИЕ НА ИЗЛУЧЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ ПОДКЛЮЧЕНИЯ ОБМОТКИ СИЛОВОГО ДРОССЕЛЯ

Один из моментов, влияющих на уровень излучения ЭМП, который можно легко упустить из виду, — подключение начала обмотки катушки индуктивности, которое представлено «точкой» на ее корпусе (рис. 7). Важно подключить этот отмеченный конец катушки максимально близко к выходу силового каскада (ключи S_1 и S_2 на рис. 1), поскольку в схеме DC/DC-преобразователя именно этот ее конец будет подвергаться наибольшему влиянию скорости нарастания напряжения dV/dt и, таким образом, в этой точке будет генерироваться наибольший уровень помех. Соответственно, излучение от переменного тока, возникающего при работе выходного каскада DC/DC-преобразователя, будет экранировано внешними слоями обмотки. Если к выходным ключам будет подключен не отмеченный точкой конец катушки, то на внешний слой ее обмотки будет воздействовать все приложенное к ней напряжение переменного тока. Это в свою очередь может вызвать передачу недопустимых уровней ЭМП посредством электрической или емкостной связи с окружающими дроссель элементами и проходящими рядом проводниками, наведя на них кондуктивные помехи.

Нельзя забывать и тот факт, что магнитоэкранированные катушки индуктивности наиболее эффективны именно для экранирования доминирующего излучения магнитного поля, но они могут



Рис. 7. **Катушки индуктивности WE-XHMI и WE-PD2 с «точкой», указывающей начало обмотки**

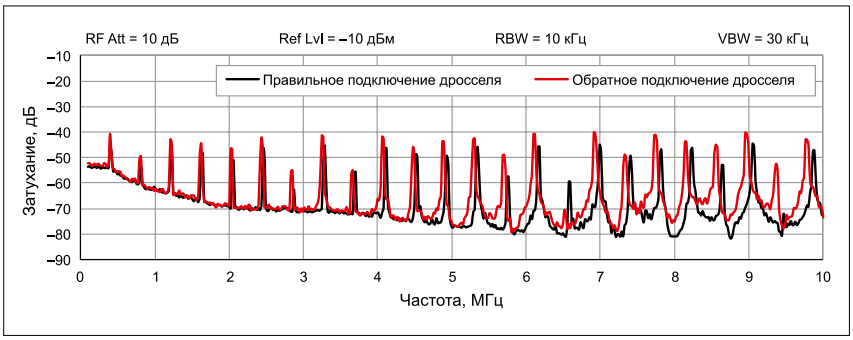


Рис. 8. **Влияние ориентации подключения начала обмотки силового дросселя на излучение электрической составляющей поля электромагнитной помехи**

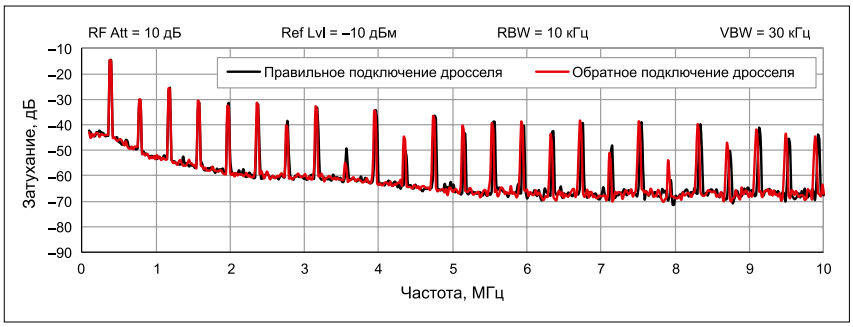


Рис. 9. **Влияние ориентации подключения начала обмотки силового дросселя на излучение магнитной составляющей поля электромагнитной помехи**

быть не в состоянии эффективно экранировать доминирующее излучение электрического поля. Экранирование электрической составляющей электромагнитного поля зависит от свойств материала и комплексной магнитной проницаемости. Надежность экранирования электрической составляющей общего поля помехи, генерируемого в катушке, также будет зависть от материала ее сердечника. Чем больше толщина и выше магнитная проницаемость материала, из которого он изготовлен, тем значительнее подавление электрической составляющей электромагнитного поля данной катушки.

В качестве примера были оценены уровни излучения электрической составляющей поля экранированной катушки WE-LHMI (каталожный номер 74437368022) [4], серийно выпускаемой компанией Würth Elektronik. Для сравнительных испытаний использовался DC/DC-преобразователь с рабочей частотой 400 кГц, который имеет, как это водится, основную помеху на рабочей частоте преобразования и ее последующие гармоники. Спектр ясно показывает, что излучения от дросселя такого типового преобразователя оказываются до 8 дБ ниже в случае, когда начало обмотки дросселя подключено непосредственно к выходному ключевому каскаду (рис. 8). Таким образом, настоятельно рекомендуется использовать дроссель именно в такой правильной ориентации. Однако что касается излучения магнитной составляющей электромагнитного поля, то оно, к сожалению, не зависит от ориентации подключения обмотки силового дросселя, что наглядно показано на рис. 9.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПОМЕХИ КАК СЛЕДСТВИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ

Понятно, что электромагнитные помехи не появляются из ниоткуда, у них должен быть источник, некая промежуточная среда и объект воздействия — в буквальном понимании, их «жертва». По мере увеличения рабочей частоты DC/DC-преобразователей также увеличивается скорость нарастания и спада импульсов, что связано с естественным желанием разработчика снизить коммутационные потери. Но это приводит к переходным процессам в точке подключения силового дросселя к ключам выходного силового каскада преобразователя (рис. 1). Эти переходные процессы сопровождаются звоном (экспоненциально затухающими колебаниями высокой частоты, намного превышающей рабочую частоту преобразования) и «иголками» (короткими выбросами) — пример можно увидеть на рис. 10. В свою очередь, на рис. 11 представлен переходной процесс в виде звона на выходе силового каскада и его наложение на напряжение на силовом дросселе.

Из-за наличия упомянутых переходных процессов в ключах выходного каскада, вызванных высокой скоростью нарастания и спада импульсов и паразитными емкостями, образующими колебательный контор, а также непосредственно самой высокой частоты преобразования, для достижения электромагнитной совместимости крайне важно выбрать подходящий дроссель. Как правило, частота звона находится в диапазоне 100–200 МГц. Эффективность ослабления излучений на этих частотах зависит от конструктивных особенностей исполнения катушки индуктивности, но прежде всего от материала сердечника дросселя (рис. 12) и его толщины.

Обычно на частотах выше 1 МГц сердечники, выполненные из порошкового железа и порошков металлических сплавов, имеют меньшую эффективность экранирования электрического поля. В этом случае преимущество имеют сердечники из марганец-цинковых (MnZn) и никель-цинковых (NiZn) ферритов.

Влияние на излучение магнитной и электрической составляющей электромагнитной помехи при разных материалах сердечника можно увидеть на рис. 13 и 14. Здесь, как и в примере, описанном выше, используемый для тестирования DC/DC-преобразователь имеет рабочую частоту 400 кГц, а частота звона переходного процесса составляет около 180 МГц. Как можно видеть, на более высоких частотах переключения силовой дроссель семейства WE-PD (каталожный номер 7447714022) [5] с сердечником из никель-цинкового (NiZn) феррита намного более эффективен для подавления электромагнитного излучения, как в части его магнитной, так и электрической составляющей, чем дроссель семейства WE-HCF (каталожный номер 7443630220) [6] с марганец-цинковым (MnZn) сердечником.

ЭКРАНИРОВАНИЕ

Любой материал сердечника имеет те или иные преимущества и недостатки, которые позволяют использовать данный тип силового дросселя в конкретном приложении и накладывают ограничение на диапазон их применения. Однако инженер-разработчик может столкнуться с ситуацией, когда материал сердечника по какой-либо причине не может быть заменен. Следовательно, для уменьшения уровня генерируемых ЭМП могут

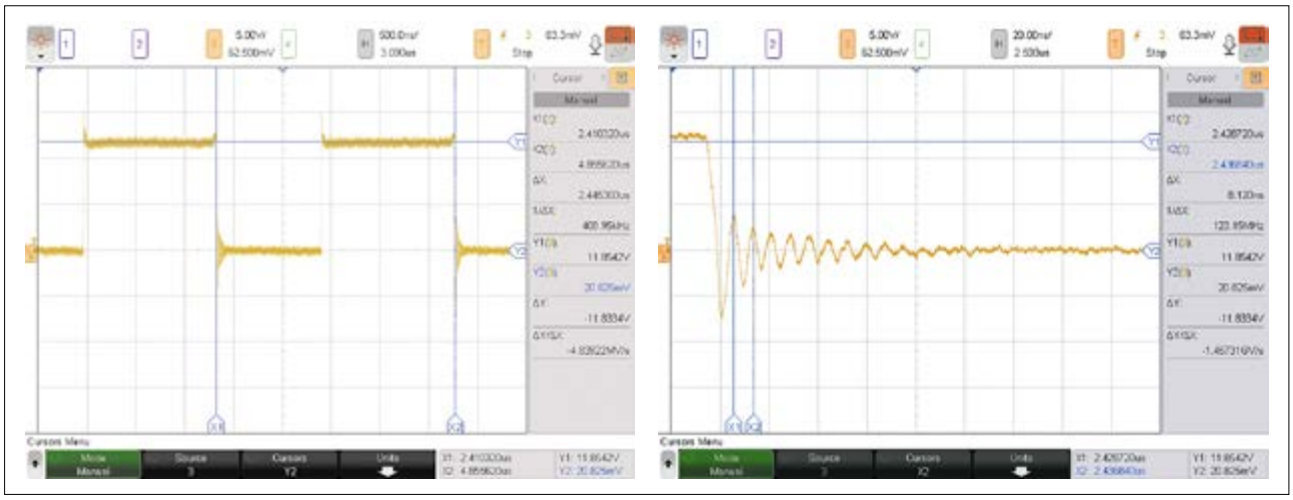


Рис. 10. **Напряжение «сток-исток» V_DS на ключе понижающего DC/DC-преобразователя (слева) и помеха в виде звона переходного процесса во время включения ключа S1 (справа)**

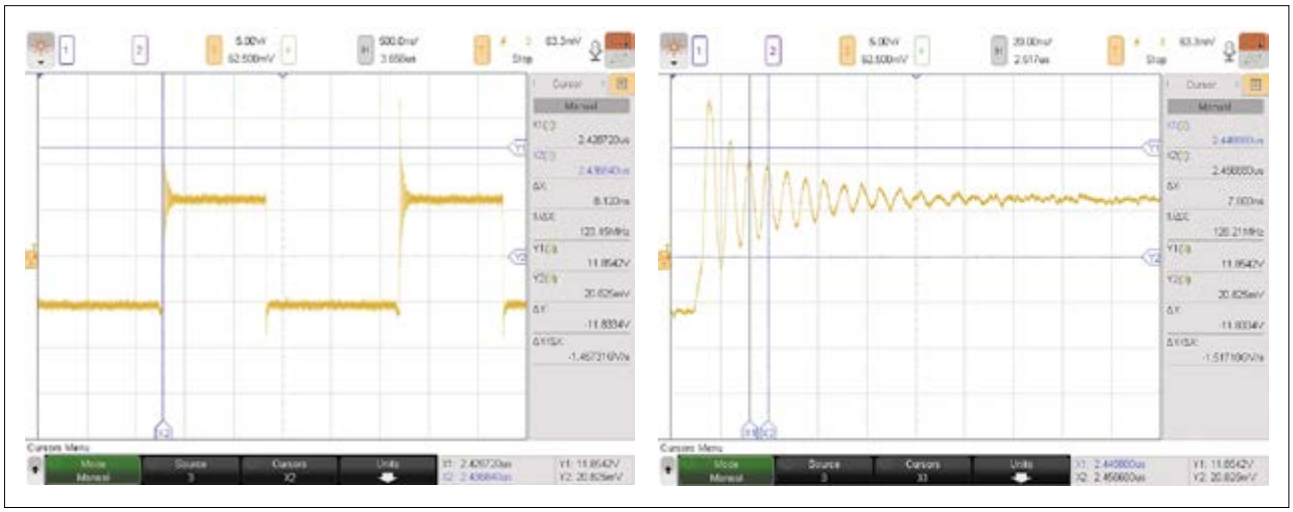


Рис. 11. **Форма сигнала напряжения на дросселе. Напряжение на дросселе понижающего DC/DC-преобразователя (слева), результирующий сигнал на дросселе во время включения ключа S1 (справа).**

Примечание. Резонансная частота помехи в виде звона переходного процесса — 128 МГц

потребоваться внешние решения. Например, силовые дроссели из металлических материалов — это может быть порошковое (как правило, карбонильное железо — технически чистое железо, в котором суммарное содержание примесей до 0,08–0,1%, в том числе углерода до 0,02%) железо или порошки из металлических сплавов, обладающие превосходными характеристиками в части насыщения. Соответственно, силовые дроссели на их основе могут быть выполнены в чрезвычайно малых габаритах, но их собственные экранирующие характеристики ограничены частотой в 1 МГц, далее они уже не могут эффективно подавлять ЭМП. Таким образом, для подавления излучения, вызванного высокочастотными помехами от переходных процессов, чаще всего звона как следствия высокой скорости нарастания и спада импульсов, и для обеспечения электромагнитной совместимости может потребоваться внешнее экранирование. В этом случае необходимо найти определенный компромисс между металлическим и магнитными экранами, в соответствии с применением силового дросселя в конкретном решении.

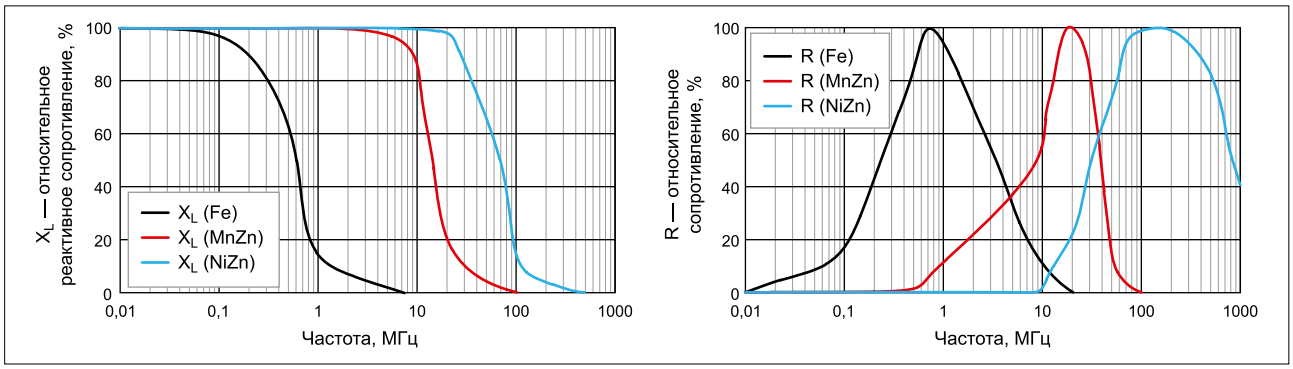


Рис. 12. **Резистивные и индуктивные характеристики широко используемых основных материалов — порошкового железа, марганец-цинкового (MnZn) и никель-цинкового (NiZn) ферритов**

Дополнительные металлические экраны, как правило, могут быть изготовлены из меди, алюминия, сплавов или композитных смесей. Металлический экран — это корпус, который закрывает источник излучения для отражения или поглощения ЭМП. Толщину и тип материала выбирают исходя из требуемой эффективности экранирования и частоты ЭМП (рис. 15), а также его стоимости. Кстати, некоторые производители катушек индуктивности с сердечниками из порошкового железа (обычно это карбонильное железо) для повышения эффективности экранирования устанавливают на верхней части катушки металлическую скобу. Однако этот подход менее выгоден по отношению к полному экранированию по двум причинам. Во-первых, такие катушки не настолько полезны в части подавления собственного излучения, поскольку они имеют ограниченный эффект при ограниченном диапазоне частот переключения и свойств источника возбуждения ЭМП, а во-вторых, они не совсем удобны в применении из-за особенностей своей конструкции.

Альтернативное магнитное экранирование может быть достигнуто с использованием магнитных материалов или магнитомягких сплавов, так называемых μ-металлов. Такие ферромагнитные сплавы характеризуются узкой петлей гистерезиса и поэтому обладают малой коэрцитивной силой. Пример такого сплава — хорошо известный всем разработчикам пермаллой. Эффективность данных экранов зависит от магнитной проницаемости материала, импеданса и толщины. Характеристики подобных материалов аналогичны характеристикам, приведенным на рис. 12.

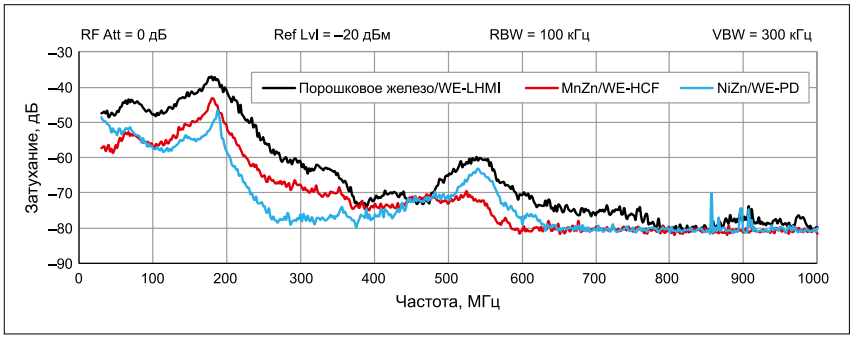


Рис. 13. **Сравнение подавления излучения магнитной составляющей поля ЭМП катушки с сердечником из порошкового железа (WE-LHMI), MnZn (WE-HCF) и NiZn (WE-PD)**

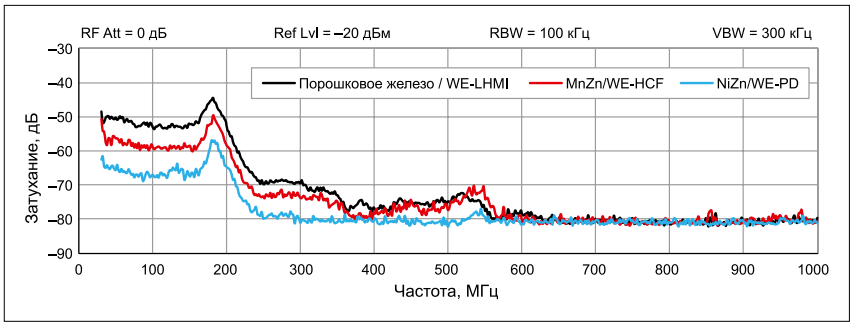


Рис. 14. **Сравнение подавления излучения электрической составляющей поля ЭМП от катушки с сердечником из порошкового железа (WE-LHMI), MnZn (WE-HCF) и NiZn (WE-PD)**

ЭФФЕКТ ОТ ЭКРАНИРОВАНИЯ В ОБЛАСТИ БЛИЖНЕГО ПОЛЯ

Одним из источников ЭМП является экспоненциально затухающий переходной процесс в виде звона в выходных ключах DC/DC-преобразователя с резонансной частотой паразитного колебательного контура. На одной демонстрационной плате он имел частоту примерно 130 МГц, а на другой демонстрационной плате — около 180 МГц. Поскольку преимущества дросселей с сердечниками из порошкового железа и порошков металлических сплавов достаточно часто не могут быть предметом компромисса, компания Würth Elektronik предлагает большой выбор металлических и μ-металлических экранирующих материалов, таких как медная лента, различные композитные, выполненные на основе металлов, экранирующие корпуса с вентиляционными отверстиями и без них, а также никель-цинковые и ферритовые пластины и т. д. Эти продукты предоставляют разработчикам гибкие и легко адаптируемые решения, которые подходят для устранения конкретных конструктивных ограничений и могут быть выбраны для того диапазона частот, где требуется достичь заданного уровня затухания помехи. Поведение таких материалов аналогично представленному на рис. 15. Что касается эффективности металлического экрана, то, например, экран серии WE-LHMI от Würth Elektronik для катушки индуктивности, выполненный из порошкового железа, снижает излучение электрической составляющей ЭПМ до уровня 10 дБ. Сравнение затухания поля помехи, обеспеченного экраном из порошкового железа WE-LHMI без дополнительного экранирования, дополнительным алюминиевым и медным экранами приведено на рис. 16 и 17.

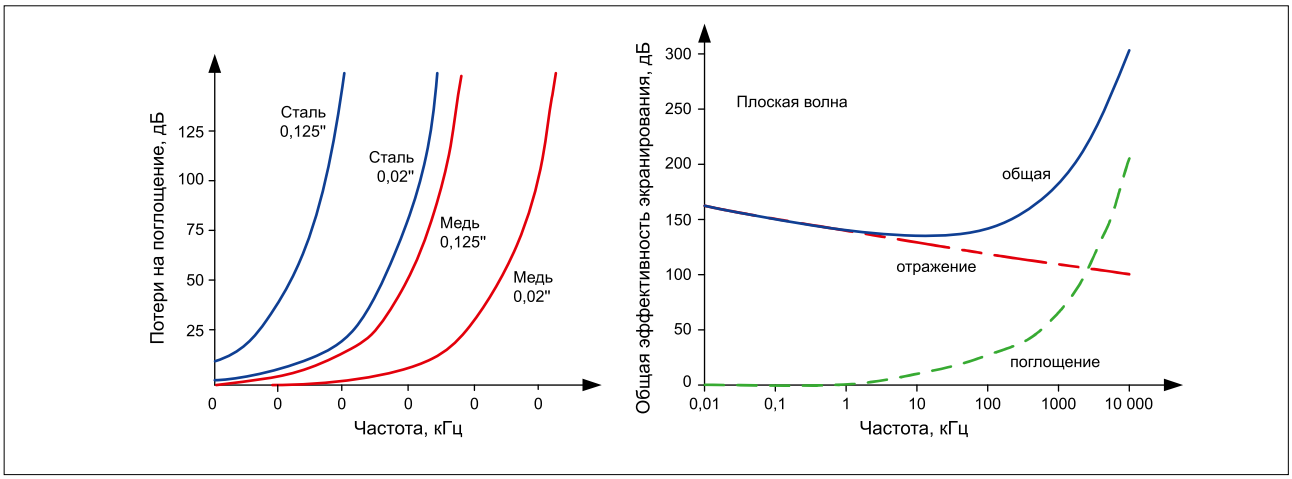


Рис. 15. **Характеристики отражения и поглощения металлических экранов**

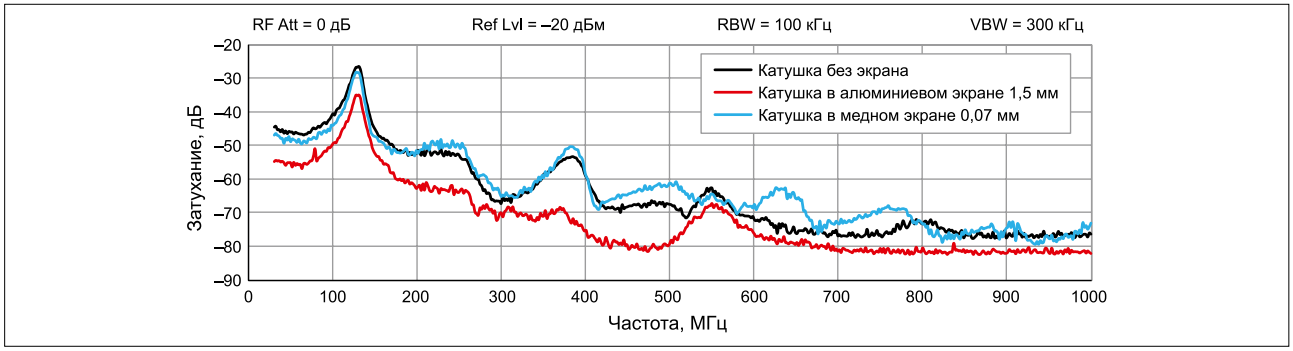


Рис. 16. **Сравнение затухания магнитной составляющей поля помехи, обеспеченного экраном из порошкового железа WE-LHMI без дополнительного экранирования, дополнительным алюминиевым экраном толщиной 1,5 мм и медной лентой 0,07 мм**

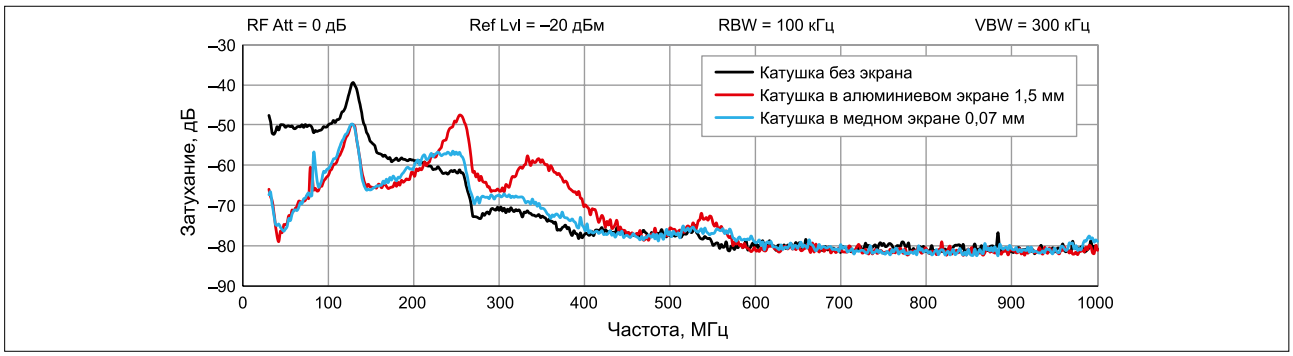


Рис. 17. **Сравнение затухания электрической составляющей поля помехи, обеспеченного экраном из порошкового железа WE-LHMI без дополнительного экранирования, с дополнительным алюминиевым экраном толщиной 1,5 мм и медной лентой 0,07 мм**

ЭФФЕКТ ОТ ЭКРАНИРОВАНИЯ В ОБЛАСТИ ДАЛЬНЕГО ПОЛЯ

Эффективность экранирования излучения ЭМП не ограничивается лишь областью ближнего поля. С использованием металлических и ферритовых экранов может быть достигнуто уменьшение излучения помех и в области дальнего поля. Та же самая демонстрационная плата для излучения ее поведения в части подавления излучений в области дальнего поля была протестирована в экранированной безэховой камере. На рис. 18 и 19 приведено значение подавления ЭМП катушки индуктивности с сердечником из порошкового железа и с алюминиевым экраном толщиной 1,5 мм. Как можно видеть, излучение помехи с частотой звона здесь существенно снижено. Кроме того, затухание уровня ЭМП также было заметным во всем диапазоне частот, включая гармоники основной рабочей частоты преобразователя. Аналогичный эффект дает и добавление ферритовой пластины толщиной 3 мм при ее размещении на катушке, сердечник которой выполнен из порошкового железа (рис. 20).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Электромагнитное излучение — это невероятно обширная и крайне сложная тема, поскольку кажущиеся небольшими изменения в каком-то одном параметре могут оказывать существенное влияние на источники помех, а следовательно, на характеристики излучения ЭМП в области как ближнего, так и дальнего поля. Что касается подавления излучения в области ближнего поля, это может быть весьма непростой задачей и длительным процессом. Это связано с тем, что из-за необходимости полного понимания и оптимального решения проблемы электромагнитных помех в данной области требуется проведение многочисленных экспериментов и наблюдений за изменением поведения помехи.

Кроме того, сейчас мы видим явную тенденцию к переходу к более высоким рабочим частотам преобразования, что связано со стремлением к достижению более высокой плотности мощности и повышению эффективности даже относительно маломощных DC/DC-преобразователей. Такой переход стал доступен благодаря последним достижениям в области технологий силовых МОП-транзисторов, которые с традиционного кремния переходят на такие материалы, как нитрид галлия (GaN) и карбид кремния (SiC), что требует и новых подходов к анализу и оптимальному решению проблемы подавления излучения ЭМП от таких ключей. При использовании более высоких рабочих частот преобразования обычный метод проектирования и выбора силовых дросселей уже не эффективен. В связи с этим компания Würth Elektronik, хорошо понимая актуальность новых

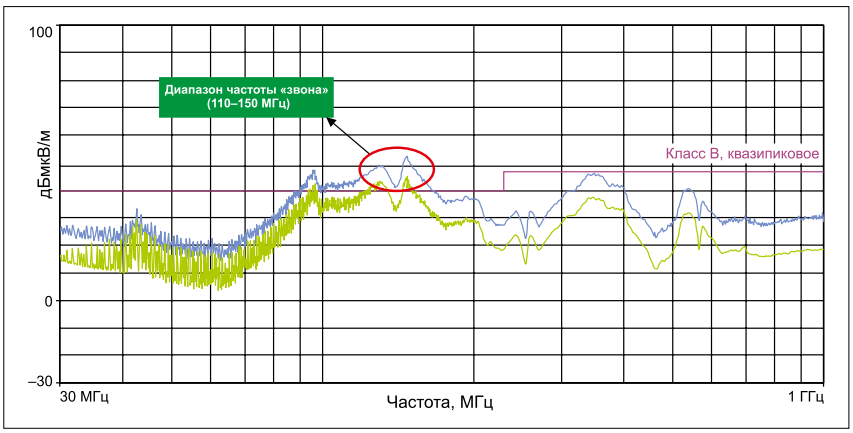


Рис. 18. **Электромагнитное излучение в области дальнего поля системы с силовым дросселем, выполненным из порошкового железа**

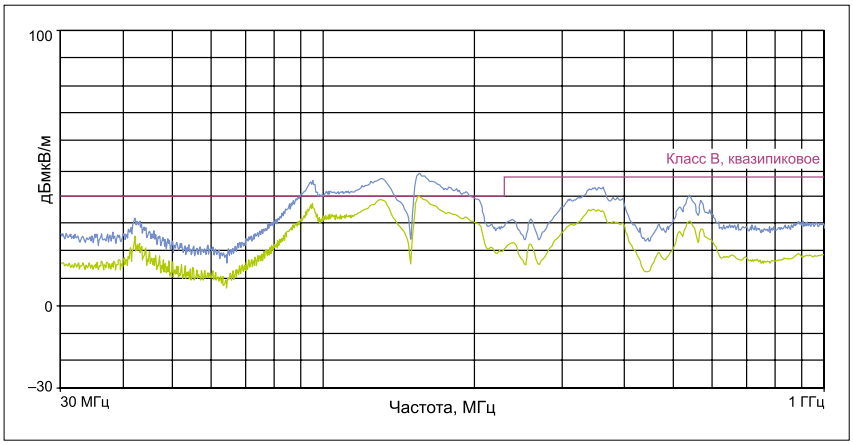


Рис. 19. **Электромагнитное излучение в области дальнего поля системы с силовым дросселем, закрытым алюминиевым экраном**

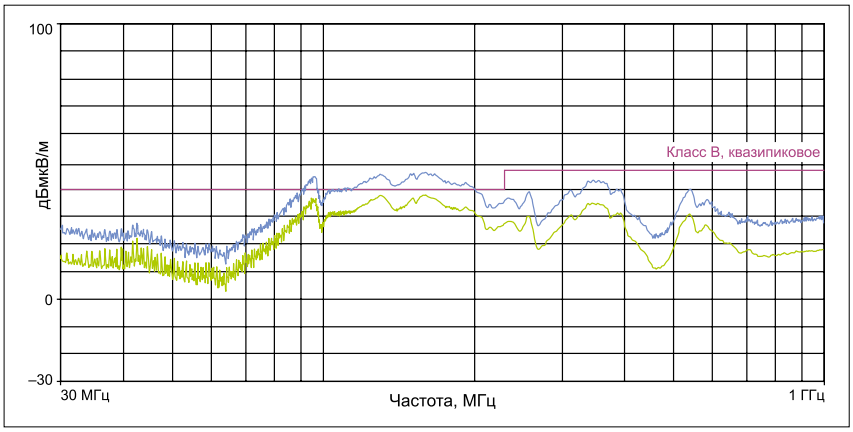


Рис. 20. **Электромагнитное излучение в области дальнего поля системы с силовым дросселем, накрытым ферритовой пластиной толщиной 3 мм**

решений, стремится справиться с проблемами, возникающими с изменением технологий, конструкций и требований по дальнейшему улучшению характеристик DC/DC-преобразователей.

Проектирование одного конкретного дросселя, эффективного лишь с точки зрения нескольких условий, не является политикой компании Würth Elektronik. Небольшое изменение в переключающем устройстве может существенно повлиять на характеристики дросселя как источника помех. Однако компания прекрасно понимает, что для конкретного приложения и для конкретной конструкции требуются и конкретные компоненты. По этой причине Würth Elektronik предлагает не только широкий ассортимент продукции, но и высокий уровень технической поддержки, в том числе и для обеспечения соответствия разрабатываемого устройства стандартам по ЭМС.

ЛИТЕРАТУРА

1. *WE-LQS SMD Semi-Shielded Power Inductor. www.katalog.we-online.de/en/pbs/WE-LQS/74404084100#vs_ct:12*
2. *WE-PD SMD Shielded Power Inductor. www.katalog.we-online.de/en/pbs/WE-PD/74477710#vs_ct:6*
3. *WE-PD2 SMD Power Inductor. www.katalog.we-online.de/en/pbs/WE-PD2/74477510#vs_ct:4*
4. *WE-LHMI SMD Power Inductor. www.katalog.we-online.de/en/pbs/WE-LHMI/74437368022#vs_ct:9*
5. *WE-PD SMD Shielded Power Inductor. www.katalog.we-online.de/en/pbs/WE-PD/7447714022#vs_ct:9*
6. *WE-HCF SMD High Current Inductor. www.katalog.we-online.de/en/pbs/WE-HCF/7443630220#vs_ct:1*
7. *Electromagnetic Compatibility Engineering by Henry W. Ott. 2009 by John Wiley & Sons, Inc. www.s1.downloadmienphi.net/file/downloadfile5/192/1388769.pdf*
8. *www.we-online.com/app-notes*

НЕ ТРАТЬТЕ ВРЕМЯ ПОПУСТУ – ОТКАЖИТЕСЬ ОТ САМОСТОЯТЕЛЬНОГО ИЗГОТОВЛЕНИЯ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ

ДЖОРДЖ СЛАМА (GEORGE SLAMA), Würth Electronik eiSos

Разработка источника питания может оказаться достаточно сложной задачей в условиях жестких проектных сроков и ограниченного бюджета, особенно для новичков. Одними из наиболее критичных компонентов в таких случаях являются магнитные элементы. При разработке неизолированных понижающих, повышающих или SEPIC-преобразователей необходимо правильно выбрать катушку индуктивности для хранения энергии.

Известно множество способов реализации выходного RC-фильтра. Чем больше индуктивность катушки, тем меньше емкость конденсатора, и наоборот. Физические размеры и стоимость компонентов часто вынуждают внести изменения в проект.

На первый взгляд, может показаться, что проектирование с использованием самостоятельно изготовленной катушки индуктивности – наиболее верный путь к достижению поставленной цели, который гарантирует точное соблюдение требований проекта. Чтобы объективно оценить такой выбор, следует учесть затраченное время, объем работы, возможность получить выбранные сердечники, каркасы, проволоку, а затем осуществить намотку и сделать зазоры. Кроме того, требуется соответствующее оборудование, поскольку вручную изготовить можно только самые простые катушки. Для создания наиболее эффективно работающих катушек применяются методы (например, намотка проволоки с прямоугольным сечением) и материалы (прессованные композиты), которые доступны только на производственных площадках.

Далее выбирается программное обеспечение (ПО) для моделирования. ПО для расчета методом конечных 3D-элементов даст наилучшие результаты, поскольку оно гораздо лучше учитывает потери по переменному току исходя из геометрии намотки, чем 2D-симуляция или только численные методы. И в том, и в другом случае требуется некоторое время на создание моделей или ввода и подбора предлагаемых значений индуктивности.

Моделирование позволяет новичкам, которые начинают осваивать проектирование источников питания, лучше разобраться в огромном множестве вариантов выбора компонентов и их роли в схеме. Конечно, никто не утверждает, что, например, существует только единственная комбинация резисторов и конденсаторов, которая в наилучшей мере позволяет компенсировать управляющий контур. Аналогично, нет лишь одного решения при выборе магнитных компонентов – каждый конкретный проект предъявляет множество требований, которые следует учесть так, чтобы обеспечить наиболее сбалансированное решение.

Некоторые инженеры пытаются самостоятельно разрабатывать магнитные компоненты для источников питания. Никто не проектирует и не создает собственные MOSFET, диоды, кон-

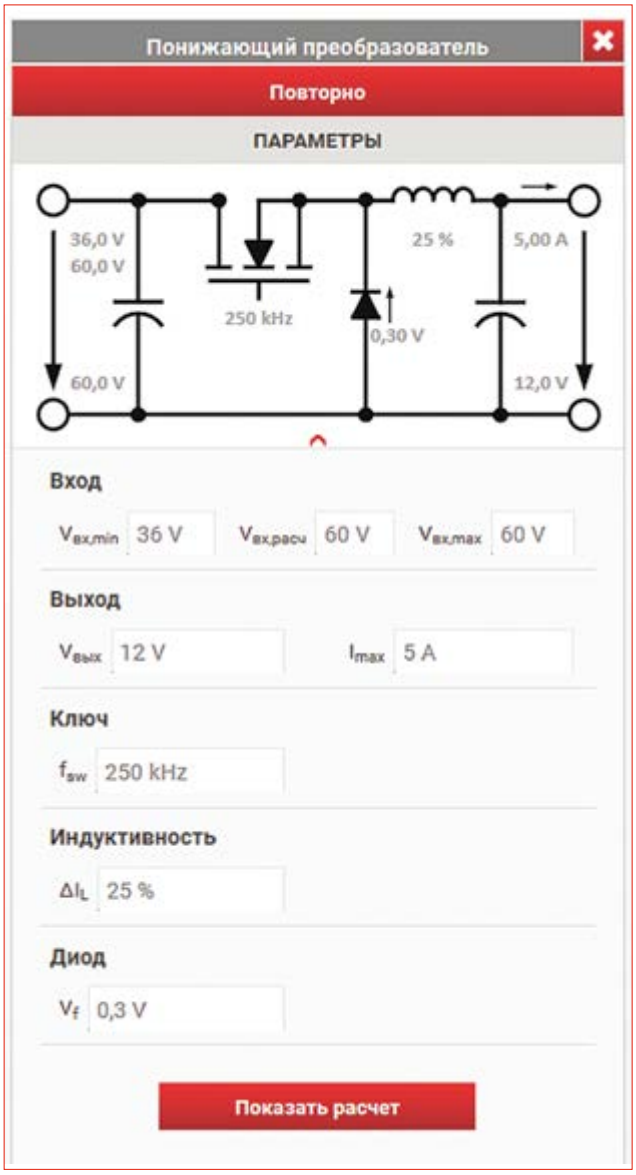


Рис. 1. **Задание параметров понижающего преобразователя**

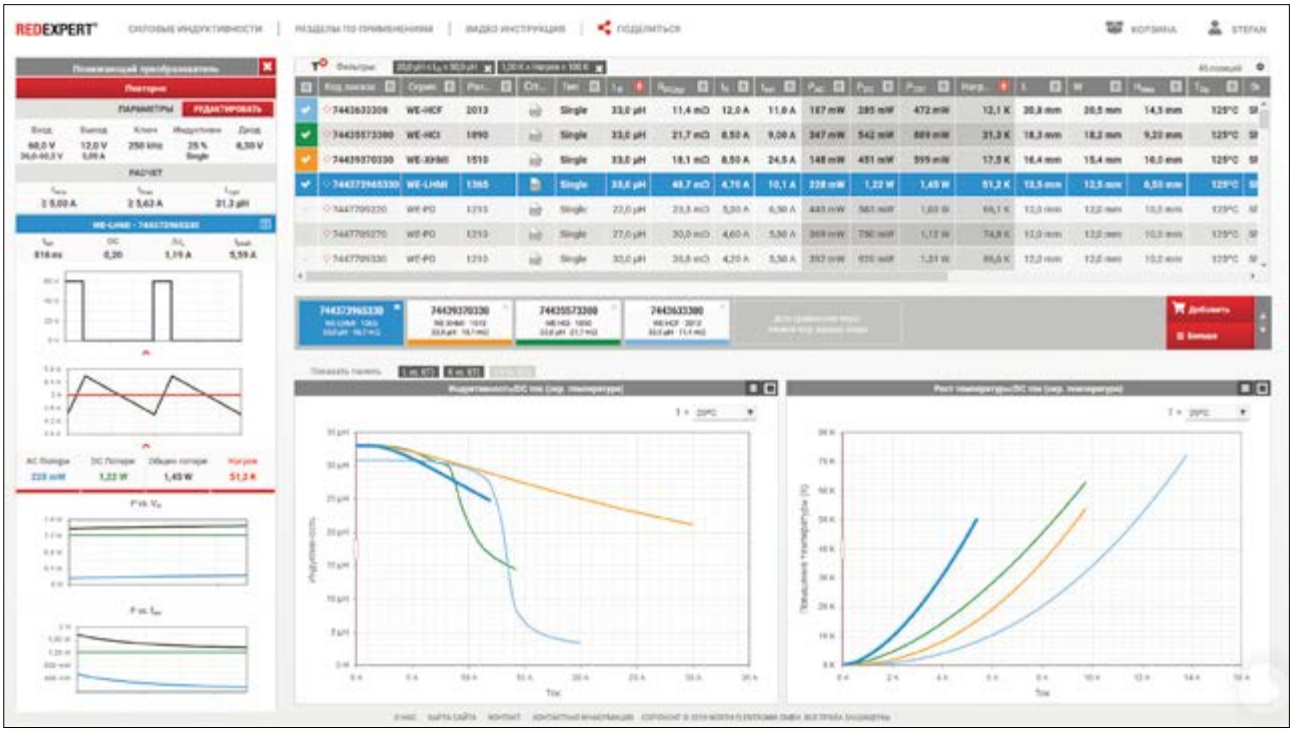


Рис. 2. **Панель управления REDEXPERT**

денсаторы, резисторы или контроллеры. Почему же магнитные компоненты стали исключением из этого негласного правила? Причина не в том, что использование некоторых магнитных элементов не регламентируется стандартами, а в том, что в некоторых случаях имеется чуть ли не единственная возможность оптимизировать схему с помощью компонента собственной разработки. В первую очередь, это относится к трансформаторам и в меньшей мере – к катушкам индуктивности.

В то же время у стандартных катушек индуктивности с малым энергопотреблением – стандартные значения параметров, как и у резисторов или конденсаторов. На рынке предлагаются магнитные элементы множества типов и конструкций, предназначенные для широкого ряда приложений. Один производитель может выпускать элементы всех востребованных типов, что исключает необходимость в разработке собственных катушек индуктивности. Бывают и такие ситуации, когда требования приложения можно удовлетворить только с помощью собственноручно изготовленной катушки. Однако в подавляющем большинстве случаев тщательный выбор стандартного магнитного элемента является самым быстрым и наиболее экономичным способом решить задачу, не идя на компромиссы.

Компания Würth Electronik eiSos, являясь производителем стандартных катушек индуктивности, предлагает инженерам бесплатное интерактивное средство для анализа и выбора катушек индуктивности, которые в наибольшей мере соответствуют требованиям проектируемых систем. Использование этого средства исключает потребность в приобретении сердечников, каркасов, проводов, в намотке и оборудовании, а также в экспериментах и поисках вслепую. Достаточно ввести в средство REDEXPERT данные о топологии и основные параметры, чтобы получить список всех предлагаемых катушек индуктивности в табличном виде (см. рис. 1).

У разработчика нет необходимости при рассмотрении каждого отдельного варианта вводить данные и повторно запускать симуляцию, как это бывает при использовании стандартного ПО. Список позволяет сузить выбор, исходя из таких параметров как вес, занимаемый объем, потери, рабочая температура, эффективность и допуск. Данные о потерях можно рассчитать с учетом потерь в сердечнике и обмотке по постоянному и переменному токам. Заметим, что при этом учитываются все потери, обусловленные структурой обмотки. Такой трудоемкий анализ с помощью программы моделирования возможен только при использовании метода конечных элементов, детального 3D-чертежа и известных характеристик материалов. Точность полученных результатов превышает возможности других программ для моделирования, поскольку расчет основан на фактически измеренных данных для схемы с жесткой коммутацией. Компания Würth Electronik инвестировала немало средств и времени в соответствующее оборудование и измерение параметров каждой отдельной катушки индуктивности в диапазоне частот 10 кГц…10 МГц при коэффициенте заполнения 0,1–0,9. База данных с измеренными результатами позволила составить уравнения для каждого отдельного компонента. Доступ к использованию этих уравнений осуществляется с помощью платформы REDEXPERT. Инженеры получают возможность подобрать не только требуемое значение индуктивности, но и тип катушки.

Например, в катушках серии WE-HCF применяется обмоточный провод с круглым и прямоугольным сечением, а также многожильные ВЧ-провода. Очень быстро с помощью платформы REDEXPERT можно узнать или рассчитать требуемый размер компонента, подобрать сердечник и каркас, определить время, необходимое для намотки, создания зазора, сборки и тестирования каждого элемента. Таким образом, трудоемкость проектирования существенно уменьшается. Невозможно вручную намотать провод прямоугольного сечения с переходами на краях катушки. Требуется также механическим способом удалить эмалевую изоляцию, что не очень просто сделать с помощью лезвия бритвы или дремеля. Кроме того, особого внимания требует заделка обмоточного многожильного провода.

На рисунке 2 показана панель управления REDEXPERT. Топология выбирается в левой части окна, куда вводятся основные параметры. В таблице, отображаемой в центре окна, на выбор предла-

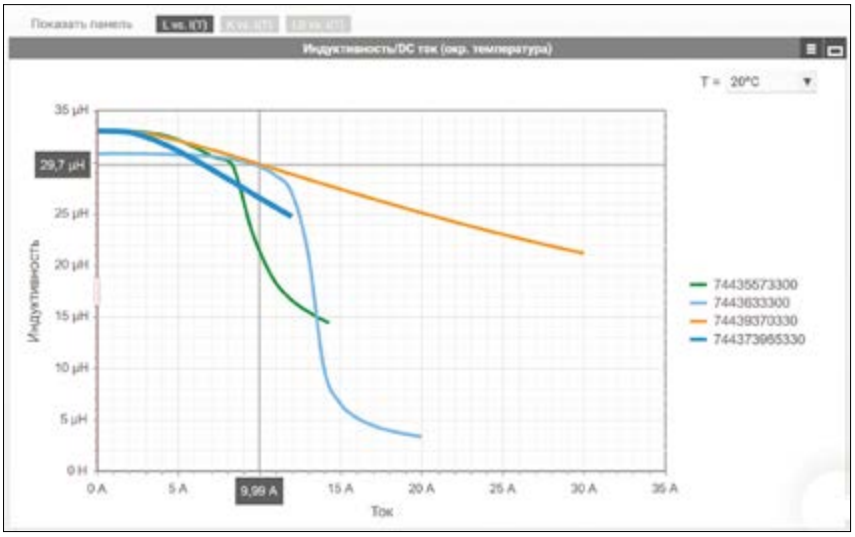


Рис. 3. **Графики зависимости индуктивности и температуры от тока катушек индуктивности**

гаются варианты, отвечающие заданным требованиям. Опции можно отсортировать по любому параметру. При выборе конкретного элемента в окне отображаются его рабочие характеристики, а потери – на графиках слева в нижней части окна. Имеется возможность сравнить несколько отобранных компонентов и одним щелчком мыши поместить их в корзину.

В окне REDEXPERT на рисунке 3 представлены графики зависимости индуктивности и температуры от тока для выбранных катушек индуктивности.

Проектирование и изготовление катушек индуктивности собственными силами существенно ограничивает свободу выбора разработчиков. Разумеется, можно приобрести материалы и самому намотать простую катушку, но как быть, если требуются специализированные компоненты? Спиральная плоская намотка – один из наиболее эффективных способов (благодаря самым низким потерям), но ее нельзя осуществить без специального оборудования. Разве можно самостоятельно изготовить миниатюрные и прессованные катушки индуктивности или магнитосвязанные дроссели с прецизионной намоткой и хорошо контролируемой индуктивностью рассеяния? В то же время такие компоненты в готовом виде, отвечающие современным стандартам, можно приобрести на рынке.

Компании с хорошей репутацией выпускают стандартные высококачественные катушки индуктивности по разумным ценам. Кроме того, эти производители проводят испытания компонентов на воздействие температуры и влажности, тестирование на ударопрочность и вибрационную стойкость, на срок службы, осуществляют проверку прочности выводов, способности к пайке и т. д. Проектирование катушки индуктивности собственными силами может поставить заказ на грань риска, поскольку большинство разработчиков не владеет достаточным опытом и квалификацией в этой сфере.

Попросту говоря, изготовление несложных катушек индуктивности собственными силами позволяет набраться опыта и, возможно, реализовать незамысловатый проект. Однако профессиональным инженерам необходим быстрый и точный метод, позволяющий выбрать стандартные компоненты, получить их на следующий день и немедленно приступить к работе. Зачем самостоятельно собирать катушки индуктивности из сердечников, каркасов и проволоки, если можно заказать готовые высококачественные компоненты?

АЛЮМИНИЕВЫЕ КОНДЕНСАТОРЫ: ЭЛЕКТРОЛИТИЧЕСКИЙ ИЛИ ПОЛИМЕРНЫЙ? ПОЛНОЦЕННАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ИХ ПРЕИМУЩЕСТВ

ФРЭНК ПУХАНЕ (FRANK PUHANE),
Перевод и дополнения: **ВЛАДИМИР РЕНТЮК**

На настоящий момент проектировщикам радиоэлектронной аппаратуры доступны различные комбинации материалов и технологии изготовления электролитических конденсаторов с точки зрения как формирования электродов, так и свойств электролита, но именно алюминиевые конденсаторы выигрывают в ценовом аспекте и потому являются наиболее распространенными.

Алюминиевый полимерный конденсатор (также называемый полимерным электролитическим конденсатором, или, в англоязычной терминологии, — e-caps) представляет собой своеобразную гибридную форму электролитических конденсаторов. Особенность конденсаторов этих типов заключается в том, что вместо жидкого электролита в них используется токопроводящий полимер. Для этого требуется специальный этап обработки, выполняемый во время их производства. Суть ее заключается в химической реакции, приводящей к полимеризации жидкого мономера путем его нагревания. Этим мономером пропитывается сепаратор в виде бумаги, которая после полимеризации становится единым целым с отвердевшим полимером. Процесс полимеризации обычно проводят при температуре около +100°C. По завершении полимер полностью затвердевает.

Помимо перечисленных в таблице 1 вариантов, существует и возможность создания гибридных конструкций электролитических конденсаторов, а именно на основе сочетания жидкого электролита и твердого полимера. Алюминиевые электролитические и алюминиевые полимерные конденсаторы имеют достаточно хорошую стабильность характеристик по отношению к прилагаемому напряжению смещения и температуры. Кроме того, алюминиевые полимерные конденсаторы отличаются очень хорошими параметрами по отношению к старению, которое не носит скачкообразного характера, приводящего к мгновенному отказу. Что касается керамических конденсаторов, доступная емкость которых за последнее время существенно возросла, то по сравнению с ними полимерные электролитические конденсаторы обладают одним весьма значительным преимуществом — сохранением величины емкости независимо от приложенного напряжения постоянного тока. В общем, использование полимерных конденсаторов становится все более привлекательным по мере увеличения отношения их емкости к стоимости.

Специальные подходы, использованные при разработке полимерных электролитических конденсаторов, и особенности процесса их изготовления могут быть полезны для значительного уменьшения влияния характерных для традиционных алюминиевых электролитических конденсаторов ряда паразитных эффектов, особенно это касается эквивалентной последовательной индуктивности (equivalent series inductance, ESL). Ее снижение означает, что такие конденсаторы могут работать на более высоких частотах и с высокими токами пульсаций. Низкое значение ESL также сказывается на повышении надежности и улучшает тепловые характеристики конденсатора. Эквивалентная схема конденсатора представлена на рис. 1.

Справедливости ради необходимо отметить, что полимерные электролитические конденсаторы по сравнению с обычными алюминиевыми электролитическими конденсаторами имеют большие токи утечки. Поэтому, как правило, они не пригодны для малогабаритной носимой аппаратуры с питанием от маломощных батарей с низкой емкостью.

Высокая надежность полимерных электролитических конденсаторов подтверждается значительно более продолжительным сроком их службы, полученным не только в ходе традиционных испытаний, но и с мест эксплуатации. Однако когда дело доходит до оборудования, подверженного в процессе работы ударам или значительной вибрации, в этом случае разработчику обязательно следует учитывать конкретные условия применения, поскольку для такой аппаратуры алюминиевые полимерные конденсаторы не всегда могут стать оптимальным выбором именно из-за стойкости к механическим воздействиям. Это

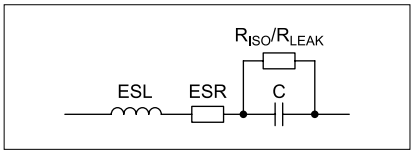


Рис. 1. **Эквивалентная электрическая схема реального конденсатора:**
ESL — эквивалентная последовательная индуктивность;
ESR — эквивалентное последовательное сопротивление;
R_{ISO}/R_{LEAK} — сопротивление тока утечки;
C — идеальный конденсатор емкостью C

Таблица 1. **Возможные варианты базового конструктивного исполнения электролитических конденсаторов**

Алюминиевые		Танталовые		Ниобиевые	
Не твердый/жидкий	Твердый/сухой	Не твердый/жидкий	Твердый/сухой	Не твердый/жидкий	Твердый/сухой

обусловлено свойством твердого полимера, поскольку он в отличие от жидкого электролита не может поглощать и гасить вибрации. Здесь следует учитывать и то, что с точки зрения объема конденсатора для определенной мощности и напряжения обычные электролитические конденсаторы по-прежнему имеют преимущества и остаются вне конкуренции.

До сих пор в компании Würth Elektronik eiSos (далее — Würth) значения номинальной емкости алюминиевых полимерных конденсаторов, реализованных в самых разных конструктивных исполнениях, варьировались в пределах 10–2000 мкФ при диапазоне номинальных рабочих напряжений 6,3–100 В. Благодаря отличным электрическим характеристикам полимерных электролитических конденсаторов области их применения очень разнообразны: традиционные решения в виде резервного накопителя энергии, буферизация напряжения питания микросхем, блокировка или развязка сигнальных цепей, а также как составная часть фильтров для сглаживания пульсаций напряжения в импульсных DC/DC-преобразователях. В данной статье как раз и рассматривается использование алюминиевых полимерных конденсаторов в приложениях, требующих фильтрации помех и сглаживания пульсаций напряжения.

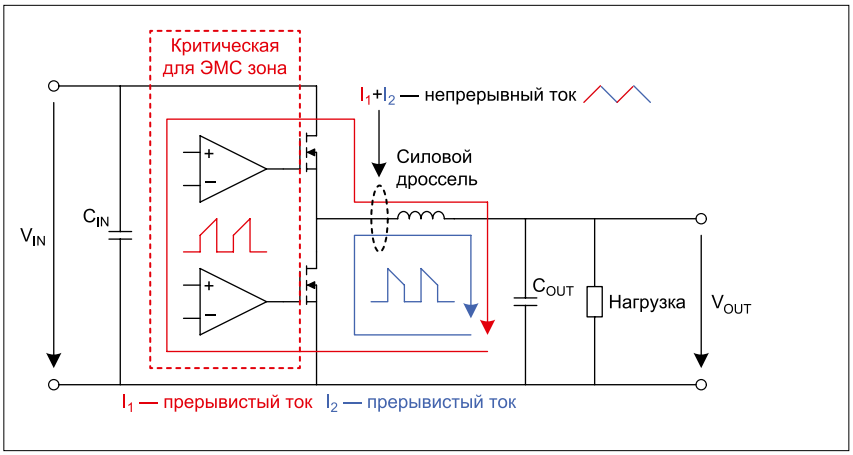


Рис. 2. **Принцип работы понижающего DC/DC-преобразователя**

ПОНИЖАЮЩИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ: БАЗОВЫЙ ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ

Для того чтобы максимально полно продемонстрировать положительный эффект от применения полимерных электролитических конденсаторов, рассмотрим этот вопрос на примере понижающего DC/DC-преобразователя. Его входное напряжение составляет 12 В, а выходное — 5 В. В качестве нагрузки используем активную чисто резистивную нагрузку 5 Ом, так что выходной ток нагрузки преобразователя будет равен 1 А. Эта экспериментальная схема послужит основой для оценки производительности полимерных электролитических конденсаторов по отношению к традиционным алюминиевым конденсаторам с жидким электролитом. Данная плата будет использована как для измерения характеристик электромагнитной совместимости (ЭМС) путем оценки дифференциальных кондуктивных электромагнитных помех, так и для измерения пульсаций выходного напряжения. Все измерения будут проводиться в одинаковых режимах, с помощью одной и той же нагрузки.

С точки зрения ЭМС понижающие преобразователи гораздо более критичны на стороне их входа. Это связано с прерывистым потреблением входного тока, основанным на быстрых переключениях ключей преобразователя, выполненных, как правило, на мощных МОП-транзисторах, поэтому по входу здесь крайне важно иметь эффективную фильтрацию. Поскольку мы остановили свой выбор на понижающей топологии, на выходе преобразователя уже есть LC-фильтр. Он образован силовым дросселем и выходной емкостью, которая сглаживает импульсный ток, поступающий в дроссель с ключа высокой стороны двухтактного выходного каскада (рис. 2).

На рис. 3 показана принципиальная схема понижающего DC/DC-преобразователя, выбранного для анализа поведения полимерных электролитических конденсаторов. Его схемное решение и общее конструктивное исполнение основаны на требованиях и рекомендациях, приведенных в спецификации (datasheet) на микросхему контроллера синхронного понижающего преобразователя LT8610 компании Analog Devices (ранее он выпускался под брендом Linear Technology, ныне эта компания приобретена Analog Devices). В схеме при выборе номинала для дросселя и конденсаторов использовались значения, указанные по умолчанию. Величины индуктивности катушки и емкостей входных и выходных конденсаторов были подтверждены данными, приведенными изготовителями в сопроводительной документации, и проверкой достаточности программным обеспечением, предназначенным

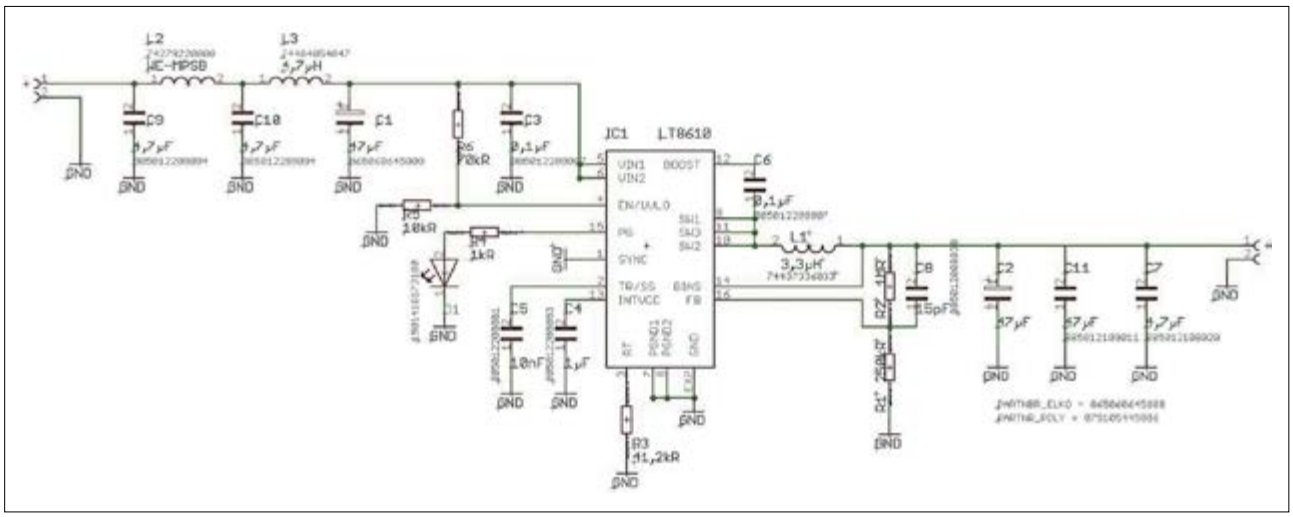


Рис. 3. **Понижающий DC/DC-преобразователь, схема электрическая принципиальная**

для компьютерного моделирования преобразователя. Это особенно важно при использовании в выходной цепи лишь одного алюминиевого электролитического конденсатора. Из-за присущего ему достаточно высокого значения ESR стабильность работы регулятора оказалась нарушенной. Чтобы противодействовать негативному влиянию высокого ESR, в контур отрицательной обратной связи, стабилизирующей выходное напряжение, был добавлен конденсатор C8 емкостью 15 пФ. Эта дополнительная емкость обеспечивает стабильность даже при высоких значениях ESR выходного конденсатора.

На рис. 4 показана макетная плата понижающего преобразователя, приведенного на рис. 3. Для его воплощения использовалась двухсторонняя печатная плата, которая выполнена так, что каждый ее слой, верхний и нижний, имеет большие залитые медные области с подключением к общему проводу («земле»). Сама компоновка безусловно может быть улучшена с учетом тех или иных соображений. Прежде всего, для достижения лучшей фильтрации здесь требуется оптимизация подключения компонентов к общему проводу. При измерениях, оценивающих влияние выбора типа выходного конденсатора, будет видно, что высокая паразитная индуктивность вызывает пики (иголки) напряжения на выходном сигнале.

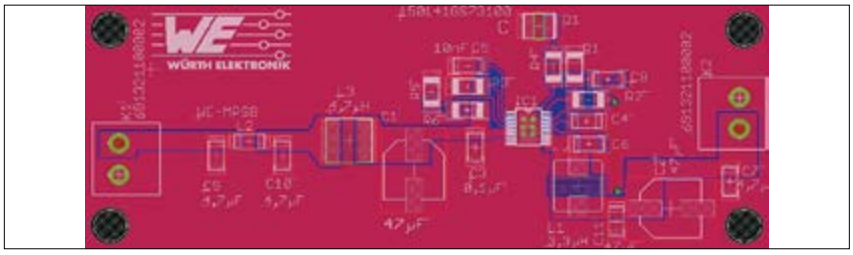


Рис. 4. **Печатная плата понижающего DC/DC-преобразователя, использованная для оценки влияния типа выходного электролитического конденсатора**

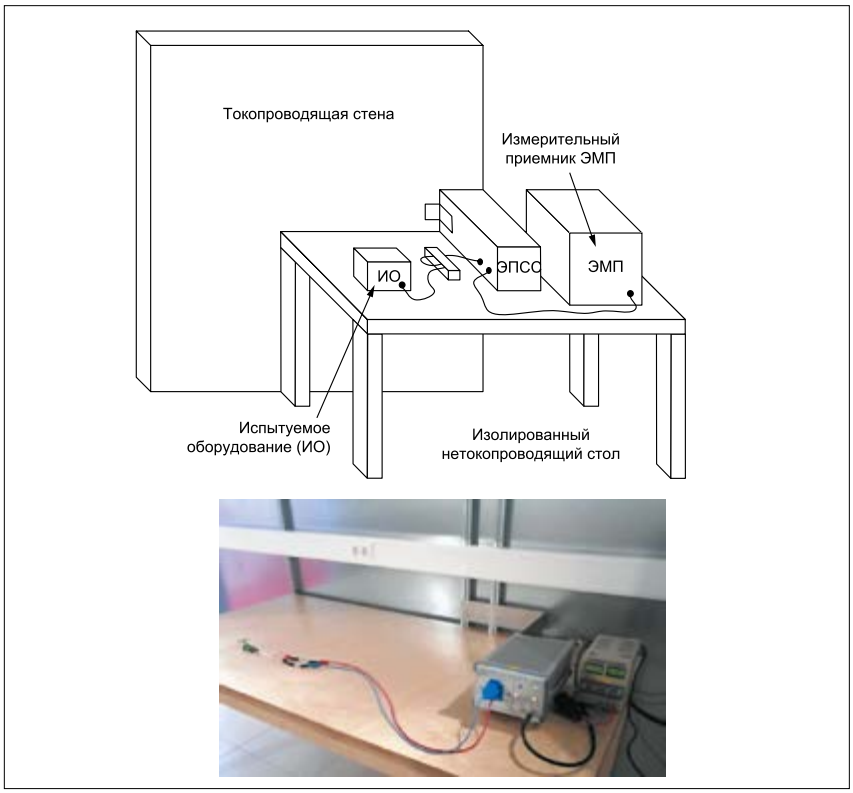


Рис. 5. **Схема и внешний вид испытательной установки для измерения уровня ЭМП в соответствии с требованиями стандарта CISPR 35**

ВЛИЯНИЕ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭМС ПОНИЖАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Измерения уровня кондуктивных электромагнитных помех (ЭМП) с целью оценки ЭМС проводились в экранированной камере с соответствующим подключением ее заземляющей поверхности (рис. 5). Сами измерения проводились в соответствии с методикой стандарта CISPR 32 (который заменяет CISPR 22 и 15) [6]. При испытаниях использовался измерительный приемник электромагнитных помех R&S ESRP3, а в качестве схемы стабилизации импеданса линии (Line Impedance Stabilisation Network, LISN) — двухпроводный V-образный эквивалент сети питания, или ЭПСС, ENV216. Оба прибора компании Rohde & Schwarz.

На первом этапе измерений на макете не использовались дополнительные входные фильтры, только в последнем измерении был применен Т-фильтр, выполненный на базе расщепленной катушки индуктивности. Этот фильтр построен в соответствии с требованиями, указанными в спецификации на контроллер преобразователя. Для первого измерения в качестве входного конденсатора C1 (можно обратиться к REDEXPERT по ссылке: www.we-online.com/re/46R2lMfx) использовался алюминиевый электролитический конденсатор WCAP-ASLL 865 060 343 004 компании Würth. Электрические характеристики выбранного конденсатора: номинальная емкость 47 мкФ, номинальное рабочее напряжение 16 В, ESR 411 мОм, ESL 19 нГн. Результаты измерений показаны на рис. 6.

По результатам измерений можно видеть, что предельные значения по CISPR 32 класса B явно превышены. Здесь имеются уровни шума до 100 дБмкВ! Но откуда берутся эти помехи, в чем их природа? Конденсатор, как реальный компонент, обладает паразитными эффектами, в частности, как уже было сказано, паразитной индуктивностью ESR, которая вместе с паразитными индуктивностями компоновки (индуктивность выводов и линий подключения) приводит к падению высокочастотного напряжения, что и было обнаружено путем измерения. Это схематически показано на рис. 7. В качестве первого подхода к достижению допустимых уровней выбросов и снижению помех ниже пределов можно использовать алюминиевый полимерный конденсатор. Электрические свойства по емкости и номинальному напряжению алюминиевого полимерного конденсатора такие же, как и у использованного в первом измерении традиционного алюминиевого электролитического конденсатора.

Емкость нового конденсатора также эквивалентна емкости предыдущего — 47 мкФ, а его конструктивное исполнение соответствует тем же посадочным местам, то есть печатная плата макета не претерпела изменений. В качестве алюминиевого полимерного конденсатора использован конденсатор WCAP-PSLP 875 105 344 006 (можно обратиться к REDEXPERT по ссылке: www.we-online.com/re/48TxCoJe) компании Würth, емкостью 47 мкФ и номинальным напряжением 16 В, но в силу своей технологии имеющий ESR 20,7 мОм и ESL 3,9 нГн. Благодаря крайне низким для алюминиевых электролитических конденсаторов значениям ESR и ESL в результате измерения спектра помех получена картина, представленная на рис. 8.

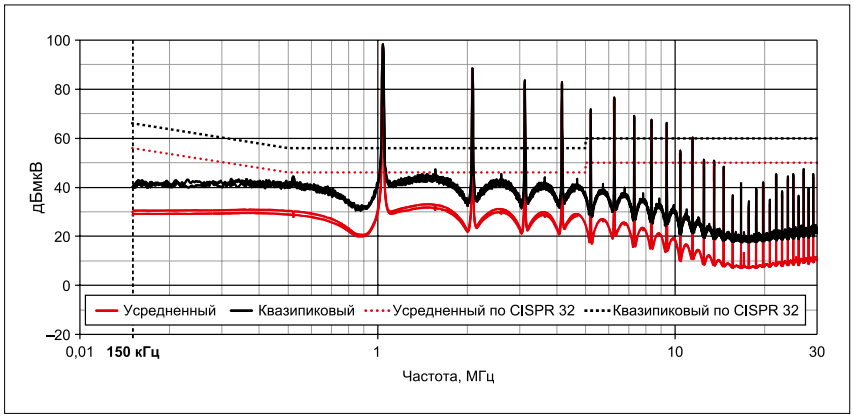


Рис. 6. **Первоначальное измерение уровня ЭМП с алюминиевым электролитическим конденсатором в качестве входного конденсатора C1**

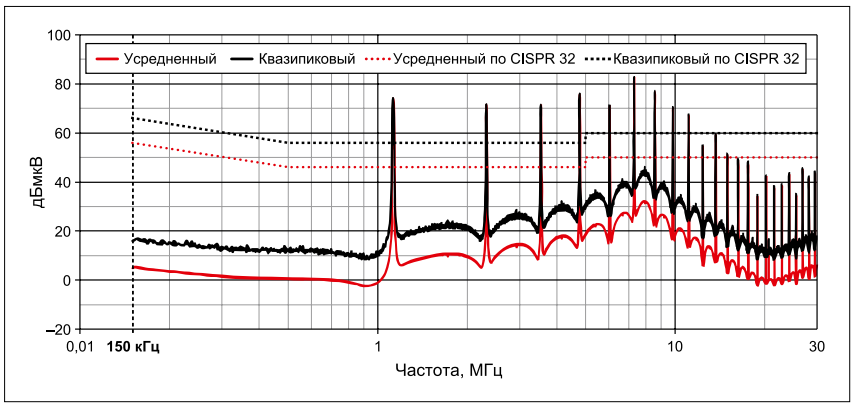


Рис. 8. **Измерение уровня ЭМП с алюминиевым полимерным электролитическим конденсатором в качестве входного конденсатора C1**

Очевидно, что благодаря изменению только одного компонента характеристики преобразователя в части ЭМС уже значительно улучшились. Падение напряжения на паразитных элементах, генерируемое напряжением основной (рабочей) частоты преобразователя и ее первой гармоникой, уменьшается, и следовательно, генерируется меньший уровень ЭМП. Однако в пределы для выполнения требований в части ЭМС уровень ЭМП преобразователя еще не вписывается, а значит, должны быть установлены дополнительные фильтры. Структура входного фильтра была, опять-таки, выбрана на основе информации, приведенной в спецификации на контроллер преобразователя. Такой фильтр имеет вносимые потери (в системе сопротивления источника сигнала и нагрузки 50 Ом), как показано на рис. 9.

Затем входной фильтр был перенесен на печатную плату и проведены повторные измерения. Результат измерений показан на рис. 10, где видно совместное влияние на уровень помех алюминиевого полимерного конденсатора и входного фильтра. Комбинация входного фильтра с полимерным конденсатором благодаря присущим ему низким значениям ESR и ESL позволяет значительно понизить уровни ЭМП ниже предела, предусмотренного по классу B, причем в достаточно широком диапазоне частот. Как можно видеть, значения менее 40 дБмкВ (усредненные и квазипиковые)

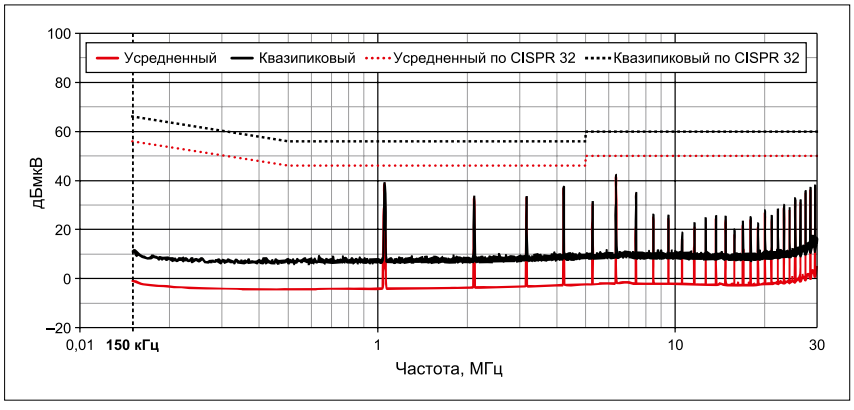


Рис. 10. **Измерение уровня ЭМП с входным фильтром и алюминиевым полимерным электролитическим конденсатором в качестве основного входного конденсатора C1**

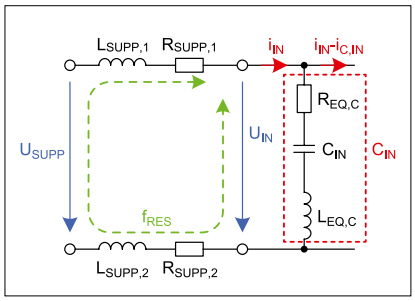


Рис. 7. **Схематическое представление причины возникновения высокочастотных помех**

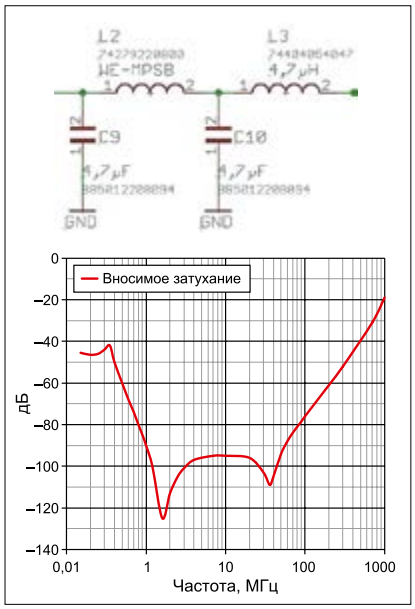


Рис. 9. **АЧХ входного фильтра, полученная методом компьютерного моделирования**

здесь легко достижимы (по сравнению с этим вариантом первое измерение дало примерно 100 дБмкВ), а потому такое устройство может считаться соответствующим требованиям по ЭМС, установленным стандартом CISPR 32.

СРАВНЕНИЕ УРОВНЯ ПУЛЬСАЦИЙ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ПО ВЫХОДУ ПОНИЖАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Для того чтобы поддерживать стабильность контура регулирования и, следовательно, стабильное выходное напряжение, на выходе понижающего DC/DC-преобразователя требуется конденсатор определенной емкости. Если по выходу будет установлен конденсатор недостаточной емкости, то наихудший сценарий развития событий заключается в том, что преобразователь больше не будет соответствовать заявленным требованиям, в частности по отклику при сбросе/набросе нагрузки. Это необходимо учитывать, особенно при работе с керамическими конденсаторами класса 2 (например, X7R и X5R), емкость которых зависит от уровня приложенного к ним напряжения смещения постоянного тока.

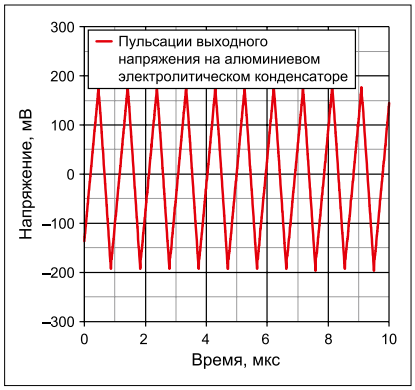


Рис. 11. **Напряжение пульсации на выходе преобразователя в случае использования лишь одного алюминиевого электролитического конденсатора**

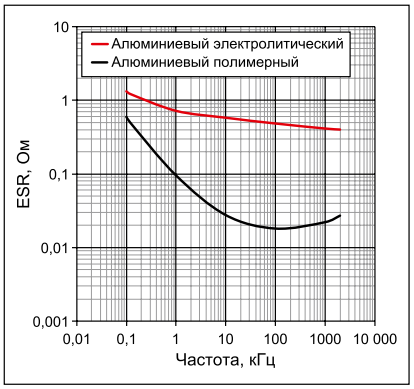


Рис. 12. **Сравнение ESR алюминиевого электролитического и полимерного электролитического конденсаторов**

В данном разделе рассмотрим эффект, который оказывают пульсации выходного напряжения. Первое измерение, результат которого приведен на рис. 11, показывает уровень пульсации выходного напряжения импульсного понижающего DC/DC-преобразователя со стабилизацией выходного напряжения для случая, когда в нем по выходу установлен только один алюминиевый электролитический конденсатор. Использовался конденсатор WCAP-ASLL 865 060 343 004, тот же, что и ранее. Напомним, что его номинальная емкость равна 47 мкФ, номинальное напряжение 16 В. Конденсатор характеризуется ESR, равным 411 мОм, ESL составляет 19 нГн. Высокое значение ESR приводит к амплитуде пульсаций, равной 400 мВ. При выходном напряжении 5 В это означает, что пульсации выходного напряжения составляют 8% от номинального. Даже при наличии двух алюминиевых электролитических конденсаторов того же типа результирующее ESR составляет 205,5 мОм и, следовательно, по-прежнему остается излишне высоким. Другой аспект, которым не следует пренебрегать, — ток пульсации, проходящий через конденсатор. Он приводит к нагреву компонента, который влияет на надежность и при недопустимом уровне приводит к отказу конденсатора. Поэтому при проектировании, в случае применения алюминиевых электролитических конденсаторов, необходимо всегда оценивать уровень тока пульсации.

В случае применения полимерных электролитических конденсаторов из-за присущего им низкого ESR нагрев компонента при том же токе пульсаций оказывается значительно ниже, так что он способен работать без перегрева на значительно больших токах. Сравнение ESR алюминиевого электролитического и полимерного электролитического конденсаторов приведено на рис. 12.

Результаты измерения остаточной пульсации выходного напряжения с полимерным конденсатором в качестве выходного показано на рис. 13. Используемый уже знакомый нам алюминиевый полимерный конденсатор WCAP-PSLP 875 105 344 006 компании Würth имеет номинальную емкость 47 мкФ и номинальное рабочее напряжение 16 В. Конденсатор характеризуется ESR, равным 20,7 мОм, и ESL — 3,9 нГн.

Измерение напряжения пульсаций от пика до пика теперь показывает всего 35 мВ и, следовательно, находится в приемлемом диапазоне. Пики напряжения, представленные на рис. 13, вызваны паразитной индуктивностью и проявляются во время переключения с высокой скоростью нарастания и спада фронтов, что и характерно для импульсных преобразователей напряжения. В противном случае в них возрастают коммутационные потери и падает эффективность (КПД), а кроме того, возникают ограничения по длительности рабочего цикла. Поскольку в реальных приложениях никто не будет использовать одиночные алюминиевые полимерные электролиты, то параллельно с алюминиевым полимерным конденсатором рекомендуется разместить многослойный керамический конденсатор (multilayer ceramic capacitor, MLCC). Таким образом, паразитные эффекты могут быть сведены к минимуму и в результате мы получаем весьма чистый выходной сигнал, как это показано на рис. 14.

В качестве MLCC-конденсатора использовался керамический конденсатор номинальной емкостью 4,7 мкФ и номинальным рабочим напряжением 16 В, выполненный на основе диэлектрика X7R (можно обратиться к симулятору REDEXPERT по ссылке: www.we-online.com/re/46R0ibYPluS). Если при этом будет оптимизирована еще и компоновка печатной платы, то ожидаемое пиковое значение пульсаций не превысит 20 мВ (рис. 14).

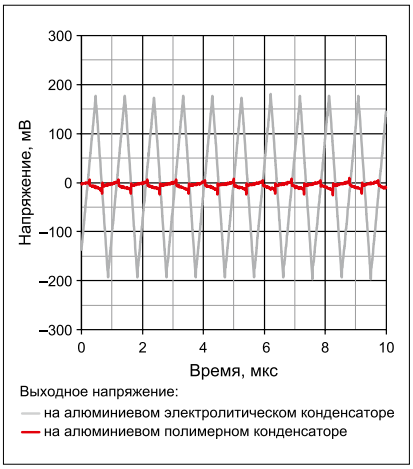


Рис. 13. **Напряжение пульсации на выходе понижающего DC/DC-преобразователя при использовании алюминиевого полимерного конденсатора на выходе понижающего DC/DC-преобразователя**

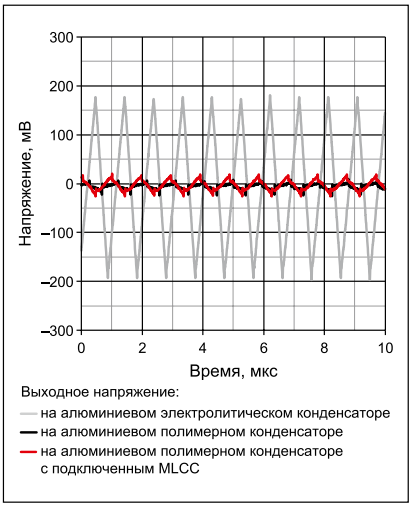


Рис. 14. **Напряжение пульсации на выходе понижающего DC/DC-преобразователя при использовании алюминиевого полимерного конденсатора на выходе понижающего DC/DC-преобразователя совместно с керамическим многослойным конденсатором**

ПРОБЛЕМА НАДЕЖНОСТИ И ПРОГНОЗИРОВАНИЕ СРОКА СЛУЖБЫ

Срок службы электролитических конденсаторов очень важен для индустриальных приложений и для всех других сфер применения, где требуется длительный период эксплуатации аппаратуры. Здесь конденсатор не может использоваться как своего рода элемент, определяющий граничную точку надежности аппаратуры, или как элемент, имеющий запланированное устаревание (под англоязычным термином planned obsolescence скрывается маркетинговая стратегия, направленная на создание товаров, которые морально устаревают, прежде чем выходят из строя предопределенные элементы), что характерно для бытовой электроники. В этих приложениях конденсатор

должен быть надежным компонентом с гарантированным длительным сроком эксплуатации.

Срок службы конденсатора зависит от многих факторов. Но одним из важнейших является температура или, вернее, тепловая нагрузка, поскольку она отвечает за то, что внутренние структуры подобного компонента со временем устаревают и их электрические свойства ухудшаются. Старение приводит к увеличению тока утечки, увеличению ESR, что, в свою очередь, вызывает дальнейшее повышение температуры, причиной которого становятся потери мощности, генерируемые на ESR. Если эти пределы не превышены и внутренняя температура компонента находится в более низком диапазоне, то возможны большие ожидаемые сроки его безотказной эксплуатации. Здесь мы приведем сравнение времени наработки на отказ для алюминиевых электролитических и алюминиевых полимерных конденсаторов в зависимости от их температурной нагрузки. Основаниями для этого будут служить две эмпирические формулы, вытекающие из теоремы Аррениуса, описывающей зависимость скорости химической реакции от температуры. Для полимерных электролитических конденсаторов, когда температура на компоненте уменьшается на 20°C, срок службы увеличивается в 10 раз (1). А для электролитических конденсаторов с жидким электролитом в случае, когда температура на компоненте уменьшается на 10°C, его ожидаемый срок службы удваивается (2). В приведенных ниже формулах: L_{nom} — срок службы при температуре T_0; T_a — фактическая температура.

Формула для алюминиевых полимерных конденсаторов:

$$L_x = L_{nom} \times 10^{\frac{T_0 - T_a}{20}}. \qquad (1)$$

Формула для алюминиевых электролитических конденсаторов:

$$L_x = L_{nom} \times 2^{\frac{T_0 - T_a}{10}}. \qquad (2)$$

Для того чтобы проиллюстрировать сказанное, в таблице 2 приведены рассчитанные значения времени безотказной работы для некоторых примерных значений температуры. Здесь для сравнения алюминиевых электролитических и алюминиевых полимерных конденсаторов используется максимальная допустимая температура компонента.

Таблица 2. **Зависимость времени безотказной работы конденсаторов от температуры окружающей среды**

Температура, °C	Алюминиевый полимерный, тыс. ч		Алюминиевый электролитический, тыс. ч		
+125	2		2		
+105	20	2	8	2	1
+85	200	20	32	8	4
+65	2000	200	128	32	16

Таблица разделена на четыре столбца. Рабочая температура в формулах (1) и (2) задана как температура окружающей среды Ta. Данные по наработке при +105°C, приведенные в двух столбцах для алюминиевого полимерного и алюминиевого электролитического конденсаторов, — это номинальный срок службы компонента L_{nom}. Он связан с максимальной температурой для компонента и определяется относительно нормальной температуры окружающей среды T_0, за которую принимается +25°C. Наработка на отказ, приведенная в таблице, — расчетный показатель безотказной работы L_x, полученный с помощью формул (1) и (2). В колонке с алюминиевым полимерным конденсатором можно видеть расчетный срок службы, который при температуре окружающей среды +65°C составляет 2000 тыс. ч. Это лишь теоретический срок службы конденсатора, равный 228 годам. Гарантировать такое на практике, естественно, невозможно. Типичный максимальный ожидаемый срок службы варьируется в зависимости от конкретного поставщика и находится в пределах 13–15 лет.

В представленной таблице можно ясно видеть, что при всех условиях окружающей среды алюминиевые полимерные конденсаторы имеют явное преимущество по сроку службы. Если указанная температура компонента для алюминиевых электролитических и алюминиевых полимерных конденсаторов одинакова (например, 2000 ч при +105°C), то при +85°C полимерный электролитический конденсатор имеет более длительный срок службы. Только в случаях алюминиевых электролитических конденсаторов с длительным сроком службы при максимальной заданной температуре компонент имеет более высокую точку пересечения, но точка пересечения будет всегда (рис. 15). Указанные часы на этой диаграмме всегда являются номинальным значением времени жизни компонента при этой температуре. Помимо указанного преимущества, конечно, следует сравнивать другие параметры конденсаторов. Возможно, в специальном приложении ожидаемый срок службы будет один и тот же, но часто решающее значение для приложения имеют именно лучшие показатели ESR и ESL, что говорит о преимуществе алюминиевых полимерных конденсаторов над традиционными электролитическими.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Благодаря особенностям своей конструкции алюминиевые полимерные конденсаторы имеют ряд существенных преимуществ для электронных приложений. Низкие значения ESR и ESL в дополнение к очень высокому ожидаемому сроку службы делают эту технологию чрезвычайно интересной для самых разнообразных областей. Однако их применение должно осуществляться согласно указаниям, приведенным в их спецификациях, а также в соответствии с информацией, имеющейся в руководящих материалах типа Application Note, в том числе и представленной в настоящем переводе документа ANP071 от компании Würth Elektronik eiSos [7–9]. Такой подход может улучшить поведение итоговой конструкции разрабатываемого продукта и повысить производительность конечного приложения в целом.

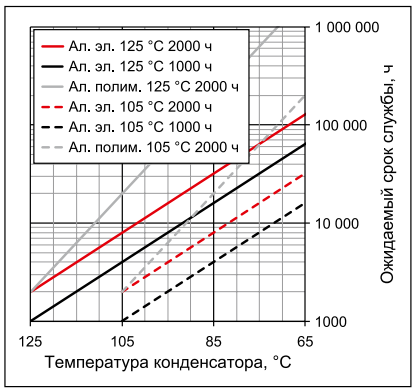


Рис. 15. **Прогноз ожидаемого срока службы алюминиевых электролитических (Ал. эл.) и алюминиевых полимерных (Ал. полим.) конденсаторов**

ЛИТЕРАТУРА

1. *Application Notes. www.we-online.com/appnotes*
2. *REDEXPERT Design Tool. www.we-online.com/redexpert*
3. *Toolbox. www.we-online.com/toolbox*
4. *Produkt Katalog. www.we-online.com/products*
5. *42 V, 2.5 A Synchronous Step-Down Regulator with 2.5µA Quiescent Current. www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/8610fa.pdf*
6. *Рентюк В. Что нужно знать по испытаниям на выполнение требований по ЭМС для изделий коммерческого назначения // Компоненты и технологии. 2017. № 7.*
7. *Рентюк В. Электролитические конденсаторы: традиционные или полимерные, вот в чем воп-рос // Компоненты и технологии. 2017. № 9.*
8. *Рентюк В. Проблема оптимального выбора комбинации входных и выходных конденсаторов для подавления пульсаций и помех DC/DC-пре-образователей. Часть 1 // Компоненты и технологии. 2016. № 11.*
9. *Рентюк В. Проблема оптимального выбора комбинации входных и выходных конденсаторов для подавления пульсаций и помех DC/DC-пре-образователей. Часть 2 // Компоненты и технологии. 2016. № 12.*

ЭЛЕКТРОЛИТИЧЕСКИЕ КОНДЕНСАТОРЫ: ТРАДИЦИОННЫЕ ИЛИ ПОЛИМЕРНЫЕ — ВОТ В ЧЕМ ВОПРОС

ВЛАДИМИР РЕНТЮК, Rvk.modul@gmail.com

Электролитические конденсаторы — это незаменимые и широко используемые компоненты любой радиоэлектронной аппаратуры. Выбор нужного типа конденсатора кажется достаточно простой задачей, но у каждого из них есть особенности применения, которые нужно учитывать разработчику.

Впервые эффект, положенный в основу любого электролитического конденсатора, был открыт в 1875 году французским ученым Эженом Дюкрете (Eugene Adrien Ducretet). Он исследовал этот эффект, подобный барьеру Шоттки, с помощью привычных сегодня для использования в электролитических конденсаторах металлов, таких как тантал, ниобий, алюминий, и ряда других материалов. Суть сводилась к тому, что при включении в качестве анода (положительный полюс источника питания) поверхность металлов покрывалась слоем оксида, обладающего вентильными свойствами. История собственно электролитического конденсатора началась с открытия в 1896 году принципа его работы — именно как конденсатора с изоляцией обкладок оксидным слоем, — сделанного «польским Эдисоном» Каролем Поллаком (Karol Pollak), а в 1897 году ученый впервые получил «электролитический» патент. Первый электролитический конденсатор был выполнен на основе алюминиевой фольги, использованной в качестве обкладок, и тетрабората натрия как электролита. То есть это был классический алюминиевый электролитический конденсатор, который мы применяем до сих пор. Наибольшее распространение электролитические конденсаторы получили уже в XX веке с развитием радиотехнической, а потом и электронной промышленности.

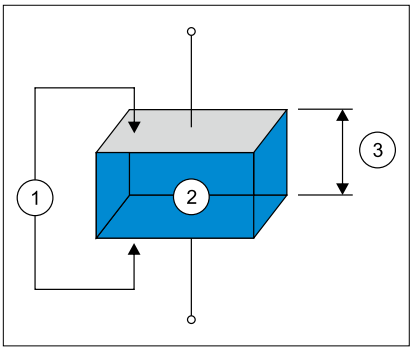


Рис. 1. **Конденсатор — общее представление**

За свою вековую историю электролитические конденсаторы стали поистине незаменимыми компонентами. Они используются для фильтрации, накопления энергии и разделения постоянной и переменной составляющей сигнала. Они настолько привычны, что на некоторые особенности их применения просто перестали обращать внимание. Но что отличает инженера-разработчика от любителя? Внимание к мелочам и ответственное отношение к решению поставленной задачи. Инженер никогда не будет следовать принципу «много не мало», а займется поиском оптимального решения. Это же касается и таких простых на первый взгляд элементов, как электролитические конденсаторы.

Как известно, изучение математики не начинают с решения дифференциальных уравнений. Так что прежде, чем мы приступим к всестороннему обсуждению алюминиевых электролитических конденсаторов, вспомним арифметику и вернемся к азам. Это поможет нам проанализировать технические основы конденсаторов в целом. Итак, что такое конденсатор? В общем случае — устройство, представленное на рис. 1.

Как видно на рис. 1, конденсатор состоит из трех основных частей. Это обкладки, или электроды (1), и диэлектрический изолирующий материал (2), который разделяет обкладки конденсатора, создавая между ними некоторое расстояние (3). Таковы три ключевых параметра, позволяющие задать столь важные характеристики, как мощность конденсатора (рабочий ток и рабочее напряжение), и варьировать емкость устройства. Как же это сделать?

Зависимость емкости конденсатора от его конструктивных характеристик следующая:

$$C = (S \times \varepsilon_a)/d,$$

где S — физическая площадь поверхности обкладок конденсатора, которая не обязательно равна геометрической площади обкладок (пластин); d — физическое расстояние между обкладками; ε_a — абсолютная диэлектрическая проницаемость, определяемая свойствами диэлектрического материла и равная $\varepsilon_a = \varepsilon_r \times \varepsilon_0$.

Здесь ε_r — это относительная диэлектрическая проницаемость среды (для краткости ее называют просто «диэлектрическая проницаемость», в некоторой технической литературе обозначается как ε без индекса). Диэлектрическая проницаемость — безразмерная величина, показывающая, во сколько раз сила взаимодействия двух электрических зарядов в этой среде меньше, чем в вакууме. А ε_0 собственно электрическая постоянная (ранее также носила название диэлектрической постоянной), равная $8{,}85 \times 10^{-12}$ Ф/м. Значение ε_r вакуума равно единице, для реальных сред всегда $\varepsilon_r > 1$.

Для того чтобы задать необходимую емкость конденсатора, можно изменить один из трех параметров:

- площадь поверхности: площадь поверхности двух проводящих пластин, составляющих конденсатор (чем больше площадь, тем больше емкость);
- диэлектрический материал: тип материала, который разделяет две пластины, называемые «диэлектрик» (чем выше диэлектрическая проницаемость диэлектрика, тем больше емкость);
- расстояние: расстояние между двумя пластинами (чем меньше расстояние, тем больше емкость).

Для интересующих нас электролитических конденсаторов основными элементами, влияющими на их емкость, являются площадь обкладок и расстояние, определяемое толщиной диэлектрика. Большая площадь достигается технологическими усилиями: обкладки

выполняются пористыми с развитой эквивалентной площадью поверхности. Это может быть спеченный в виде губки порошок, как в танталовых конденсаторах (о них мы будем говорить далее), или специальная некатаная и тоже пористая фольга, служащая основой алюминиевых электролитических конденсаторов. Одна из обкладок выполнена из металла, а вторая — сам электролит, который является катодом и имеет электрическую связь со второй вспомогательной металлической обкладкой, необходимой для заряда конденсатора и вывода накопившейся в нем энергии. Что касается разделяющего диэлектрического слоя, здесь он просто микроскопический и образуется тончайшим слоем окисла на активной поверхности анода. Именно это в совокупности позволяет получить большие номинальные емкости и одновременно становится ахиллесовой пятой всех электролитических конденсаторов, так как подразумевает не только соблюдение полярности при подключении, но и обязательное наличие поляризующего напряжения. Внимательный читатель скажет, что ведь есть и «неполярные» электрические конденсаторы. Да, есть, поскольку им все равно, какая обкладка будет анодом, они могут использоваться в цепях с неизвестной полярностью, но это не избавляет вас от обязательного наличия определенного уровня постоянного напряжения, иначе их надежность резко уменьшается. Свойства окисной пленки (ее электрическая прочность, однородность и отсутствие в ней дефектов) определяют токи утечки и устойчивость электролитических конденсаторов к перегрузкам по току и напряжению. Именно этот факт накладывает ограничения на допустимый уровень переменной составляющей по отношению к поляризующему напряжению. Причем он еще зависит и от частоты.

Приведенные выше параметры являются лишь базой. А поскольку мы имеем дело с реальным элементом, есть еще несколько важных моментов, на которые нужно обратить внимание и которые необходимо учитывать. Упрощенная эквивалентная схема реального конденсатора приведена на рис. 2.

Кроме собственно конденсатора в виде эквивалентной последовательной емкости C, внутри данного устройства имеется несколько, скажем так, не конденсаторных компонентов, они, собственно, и определяют его эквивалентную схему, делают идеальный конденсатор реальным и ограничивают область его применения. Это:

- эквивалентная последовательная индуктивность ESL (Equivalent Series Inductance);
- эквивалентное последовательное сопротивление ESR (Equivalent series resistance);
- сопротивление изоляции R_{ISO};
- ток утечки, определяемый сопротивлением R_{LEAK}.

Из перечисленных составляющих именно ESR может быть наиболее критичной. Получение низкой величины ESR имеет решающее значение для повышения производительности конденсатора. Согласно известному закону Джоуля — Ленца, дающему количественную оценку теплового действия электрического тока, $dQ = I^2Rdt$. dQ — количество теплоты, выделяемое за промежуток времени dt; I — ток пульсаций конденсатора, а R = ESR. Как мы видим, именно конструктивный параметр ESR вызывает выделение тепла в конденсаторе во время протекания через него тока пульсаций. В свою очередь именно тепло снижает надежность конденсаторов, вызывая усыхание электролита, если речь идет об алюминиевых электролитических конденсаторах, и их деградацию из-за нарушений в изолирующем оксидном слое [1, 2]. Конечно, современный алюминиевый электролитический конденсатор — это уже совсем не тот кошмар под названием К50-6, с которым имели дело разработчики советского времени, но, тем не менее, данный факт существует, и с ним необходимо считаться. В зависимости от типа и основной области применения конденсатора значение ESR обычно задается на частоте 120 Гц или 100 кГц при +20°C, и по вполне понятным причинам, изложенным выше, разработчику всегда желательно, чтобы значение ESR было как можно ниже.

Поскольку цель настоящей статьи не лекция о конденсаторах в общем, а конкретный разговор о новых алюминиевых электролитических конденсаторах, то остановимся на интересующих нас вопросах. Отметим только несколько важных фактов. Если рассматривать исключительно вопрос ESR, то по сравнению с традиционными алюминиевыми электролитическими конденсаторами керамические многослойные конденсаторы (MLCC), несомненно, имеют неоспоримые преимущества. Отличаясь такими низкими значениями ESR, они могут выдерживать большие токи пульсаций, а из-за малой величины ESL характеризуются и более высокой частотой собственного резонанса, следовательно, способны работать на более высоких частотах. Кроме того, уже доступны MLCC-конденсаторы достаточно высоких емкостей в десятки микрофарад, а столь известные компании, как Wurth, Murata, и другие предлагают SMD-конденсатор емкостью 100 мкФ с диэлектриком X5R [6]. Словом, подобные конденсаторы нынче в моде. Но кто из нас не без греха? Так и в этом случае. И здесь он не один, а целый комплект.

Керамические SMD-конденсаторы больших емкостей изготавливаются из диэлектриков X7R, X5R и Y5V. Это сказывается на зависимости их емкости от температуры и приложенного напряжения. Чем ближе рабочее напряжение к номинальному, тем больше уменьшается их емкость, также для ряда диэлектриков характерна и временная деградация (рис. 3). Следовательно, для гарантированного получения больших емкостей, необходимых, например, для эффективной фильтрации питающего напряжения, понадобится параллельное включение большого числа данных конденсаторов. Это увеличивает габариты печатных плат, а потому здесь лучше использовать комбинацию MLCC- и электролитических конденсаторов [2]. Механические воздействия на MLCC-конденсаторы, из-за присущего у их диэлектриков пьезоэлектрического эффекта, превращают такие конденсаторы в генераторы ЭДС, а значит, в источники шумов и помех, которые могут проникнуть в сигнальные цепи. Вот почему использовать их в качестве разделительных — заманчиво, но требует известной осторожности. Еще один относительный недостаток — это их хрупкость, что особенно сильно проявляется при воздействии на них импульсов напряжения при переходных процессах, при сгибе печатных плат во время монтажа и в ходе эксплуатации. Следует учитывать зоны механического напряжения и выбирать соответствующую ориентацию конденсаторов на печатной плате. А при пайке, особенно если это делается вручную, им нужен прогрев для предотвращения термоудара. При нарушении правил применения MLCC-конденсаторы растрескиваются и ломаются, причем заметить дефект удается далеко не сразу. Автор статьи сталкивался с подобной проблемой на практике, и, к сожалению, не один раз. И последнее. Интересующие нас MLCC-конденсаторы весьма чувствительны к влажности, перегрузкам по напряжению и не обладают эффектом самовосстановления. Печально, что при таких воздействиях конденсаторы отказывают не сразу, проблемы накапли-

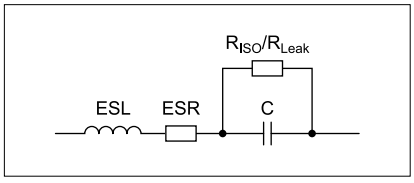


Рис. 2. **Эквивалентная схема реального конденсатора**

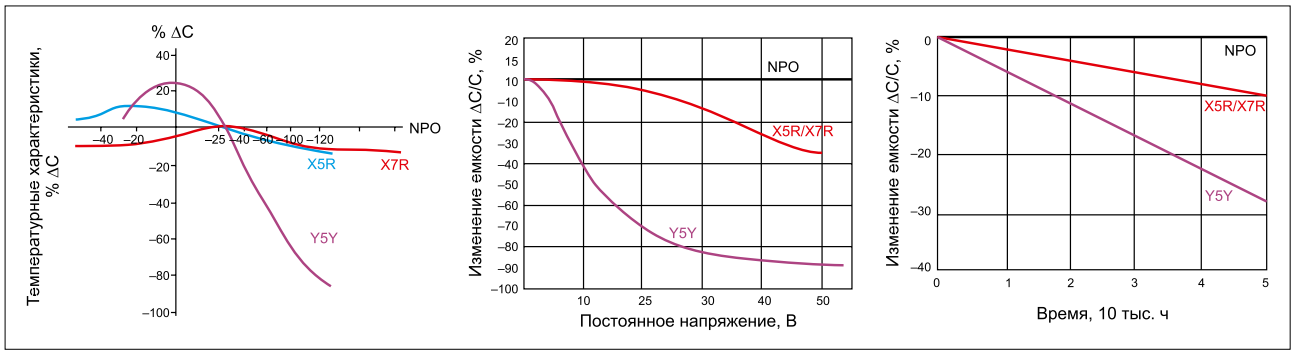


Рис. 3. **Изменение емкости керамических конденсаторов с типовыми диэлектриками в зависимости от приложенного напряжения на примере конденсаторов компании Samsung [8]**

ваются, и время выхода из строя сдвигается на период эксплуатации конечного оборудования.

Но почему именно алюминиевые электролитические конденсаторы, ведь есть и другие? Давайте вкратце разберемся и в этом. Наиболее сильными конкурентами алюминиевых электролитических конденсаторов считаются танталовые. Действительно, они имеют немало преимуществ. В последние годы за счет постоянной работы ученых и технологов над проблемой увеличения эффективной поверхности спеченного танталового порошкового электрода удалось повысить плотность заряда танталовых электролитических конденсаторов, и сегодня нам доступны малогабаритные конденсаторы относительно большой емкости. В результате кропотливой работы исследователей оптимизирован размер отдельных частиц и свойства порошка из тантала высокой степени очистки, а также повышено качество применяемого диэлектрика.

Танталовые конденсаторы, как правило, изготавливаются на основе аморфного пентаоксида тантала (Ta_2O_5), а в качестве электролита обычно служит твердый диоксид марганца (MnO_2). Использование диоксида марганца и пентаоксида тантала имеет ряд недостатков. Дело в том, что при несоблюдении требований по максимальному рабочему напряжению и токам температура внутри конденсатора повышается, вызывая деградацию структуры конденсаторов и увеличивая уровень ESR. В итоге существенно сокращается срок службы самих устройств, и даже может выйти из строя конечное оборудование. Но главная проблема — пробой диэлектрика приводит к возгоранию конденсаторов из-за того, что в некоторых танталовых конденсаторах имеется диоксид марганца. При определенных условиях может происходить пробой диэлектрика с выделением тепла, а высокое содержание кислорода, непременно присутствующего в его структуре, приводит к образованию потенциальных локальных очагов возгорания. Это тепло, в свою очередь, переводит аморфный пентаоксид тантала в кристаллическую форму, которая является хорошим проводником, со всеми вытекающими отсюда последствиями, поскольку вызывает лавинообразный процесс выделения тепла.

Следует отметить, что существуют полимерные танталовые конденсаторы, структура анода которых представляет собой симбиоз порошкового тантала и диэлектрика из пентаоксида тантала (Ta_2O_5), «приправленного» электролитом в виде токопроводящего твердотельного полимера. У них меньшее значение ESR, они более надежны и не так пожароопасны, как конденсаторы на основе диоксида марганца. Однако пентаоксид тантала не позволяет использовать данные конденсаторы на больших токах. Плюс к этому — относительно малая емкость, низкие рабочие напряжения и высокий ток утечки, особенно в первые минуты после включения. И не последний факт — высокая стоимость в пересчете на 1 мкФ/В. Вот факторы, которые значительно суживают область их применения. Что касается использования обычных танталовых конденсаторов в качестве разделительных, то они, по наблюдению автора статьи (полимерные автором не проверялись), явно вносили дополнительные шумы, что ограничивало их использование во входных каскадах чувствительной электронной аппаратуры. Справедливости ради надо сказать, что и алюминиевые электролитические конденсаторы старых типов, возможно из-за высоких токов утечки, также вносили заметный вклад в виде шумов типа 1/f.

Здесь мы окончим сравнение в общем и обратимся к двум основным типам алюминиевых конденсаторов: традиционному электролитическому и интересующему нас новому — полимерному. Популярность алюминиевых электролитических конденсаторов кроется не столько в их техническом совершенстве, сколько в низкой стоимости, связанной с дешевизной, доступностью и простотой обработки алюминия. Для справки — сегодня стоимость конденсаторного порошка тантала 99,998%-ной чистоты составляет ни много ни мало $800 тыс. за 1 кг. Но главный фактор — высокая достижимая емкость алюминиевых электролитических конденсаторов. Кроме того, они отличаются большими токами пульсаций и рабочими напряжениями, устойчивостью к перегрузкам. Допустима даже кратковременная переполюсовка, поскольку они имеют способность к самовосстановлению, что совершенно противопоказано танталовым. Именно это приводит к компромиссу, когда разработчик останавливает на них свой выбор. Еще одно преимущество — наличие самоэкранирования (как правило, они выпускаются в алюминиевых корпусах), что делает такие конденсаторы незаменимыми в качестве разделительных. Впрочем, проблемы из-за взрывоопасности при нарушении правил эксплуатации, относительно низкая надежность и высокий уровень ESR портят разработчикам все удовольствие от их применения, заставляя компенсировать перечисленные недостатки уже чисто схемотехническими ухищрениями [2]. Однако в настоящее время у традиционных алюминиевых конденсаторов появилась альтернатива — полимерные алюминиевые конденсаторы. Они имеют значительно более низкое значение ESR, чем традиционные, что дает им основное преимущество, приближая к уровню танталовых, а в ряде случаев и керамических многослойных конденсаторов, при сохранении всех преимуществ традиционных алюминиевых.

Основным показателем, характеризующим электролитические конденсато-

Таблица 1. **Сравнение трех основных типов электролитических конденсаторов, используемых в современной электронной аппаратуре**

	ESR, мОм	Допустимый ток пульсаций, мА
Алюминиевый электролитический	около 85	около 630
Танталовый полимерный	около 200	около 1900
Алюминиевый полимерный	около 11	около 5500

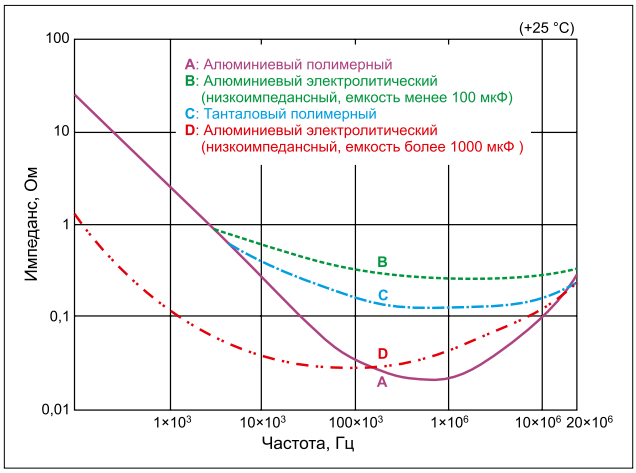


Рис. 4. **Зависимость импеданса от частоты для электролитических конденсаторов [3]**

ры, является электролитическая проводимость. Алюминиевый электролитический конденсатор с жидким электролитом имеет электролитическую проводимость до 0,04 См/см, а алюминиевый полимерный 4 См/см, что в 100 раз выше [3]! Разница в используемом электролите снижает значение ESR и увеличивает надежность и рабочий ток конденсатора. В таблице 1 приведено сравнение трех типов электролитических конденсаторов (по данным, приведенным в [3]), что позволит наглядно оценить преимущества повышенной электропроводности полимерного электролита.

Как можно видеть из таблицы 1, основной выигрыш алюминиевого полимерного конденсатора — снижение ESR и, следовательно, повышение тока пульсаций. Именно ток пульсации, который представляет собой компонент переменного тока, например от импульсного источника питания, считается одним из наиболее важных параметров конденсатора. Этот ток напрямую связан с надежностью, так как вызывает нагрев внутри конденсатора, который является основным фактором снижения срока службы данного устройства.

Поскольку проводимость полимера в 100 раз выше, чем электролита, уменьшение диэлектрических потерь приводит к снижению ESR. А чем меньше сопротивление, тем, как мы уже говорили выше, здесь, согласно закону Джоуля — Ленца, генерируется гораздо меньше тепла, что уменьшает деградацию, соответственно, такой конденсатор имеет гораздо более длительный срок службы [1].

При определении области применения конденсатора важным фактором становится не столько его ESR, сколько импеданс, то есть полное сопротивление, особенно на высоких частотах. Когда частота повышается до определенного уровня, конденсатор больше не является конденсатором и больше напоминает индуктивность. Поэтому крайне важно учитывать, на какой частоте будет он работать и насколько она близка к частоте его собственного резонанса. То есть необходимо знать, до каких пор сопротивление конденсатора будет носить истинный емкостный характер, что позволит обойтись без сложных конденсаторных сборок [2]. Здесь явное преимущество у полимерных электролитических конденсаторов, поскольку в отличие от стандартных электролитических конденсаторов на частоте 400 кГц (обычной для большинства DC/DC-преобразователей, особенно это касается изолированных) их емкость, как правило, не уменьшается. Тем не менее важен и учет ESR.

Поскольку у большинства современных конденсаторов индуктивная составляющая на их рабочих частотах ничтожно мала (особенно у танталовых) и составляет наногенри, то их импеданс определяется выражением $Z(\omega) = ESR + jX(\omega)$, где $X(\omega)$ — емкостное сопротивление конденсатора. Как мы уже говорили, значение ESR алюминиевых полимерных конденсаторов намного ниже по отношению не только к обычным электролитическим, но и к танталовым конденсаторам, поэтому на высоких частотах эти конденсаторы обладают превосходными частотными характеристиками (рис. 4). Частота, на которой значение импеданса конденсатора равно ESR, то есть минимально, поскольку $jX(\omega) = 0$, называется частотой собственного резонанса. После этой частоты характер импеданса конденсатора меняется с емкостного на индуктивный.

Следующий важный фактор при выборе электролитического конденсатора — его диапазон рабочих температур. На первый взгляд здесь не стоит гнаться за максимально возможным диапазоном и выбирать конденсатор в зависимости от конкретного приложения. Однако не забываем, что этот параметр напрямую связан с надежностью [1, 2], и хотя само устройство может быть предназначено для работы в условиях комнатных температур, разогреть конденсатор может ток пульсаций, к тому же необходимо учитывать и возможный нагрев от рядом стоящих элементов, например от диода или дросселя. Последнее является достаточно обычным при компактной упаковке блока питания, о чем некоторые инженеры просто забывают. Чтобы в этом убедиться, во время просмотра видео возьмите в руки блок питания от ноутбука. Ощутили? Так что, исходя из этого, может потребоваться конденсатор с куда более широким температурным диапазоном, чем условия рабочей среды конечного оборудования.

Что касается диапазона низких температур, алюминиевый полимерный конденсатор здесь также имеет преимущества, поскольку благодаря своей природе более устойчив к минусовым температурам, нежели обычные электролитические и даже керамические конденсаторы (рис. 5). В данном случае он близок к танталовым конденсаторам, но выигрывает у последних по ряду других параметров, о которых шла речь выше. Если говорить об обычных электролитических алюминиевых конденсаторах, снижение подвижности ионов внутри жидкого электролита приводит не только к уменьшению их емкости при низких температурах (основных типов электролитических конденсаторов, используемых в современной электронной аппаратуре), но и к увеличению ESR. Если вы ответственный разработчик (в чем автор статьи не сомневается), то рассчитывать, что в результате последующего саморазогрева все само собой «устаканится», не приходится.

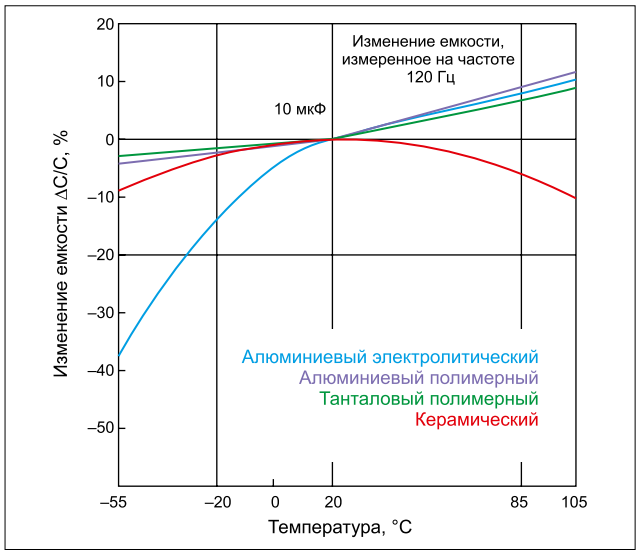


Рис. 5. **Зависимость емкости от температуры для основных типов конденсаторов, используемых в современной электронной аппаратуре.**

Алюминиевый полимерный конденсатор показывает превосходную стабильность при низких температурах.

Низкая подвижность ионов внутри жидкого электролита приводит к снижению емкости и увеличению ESR конденсатора

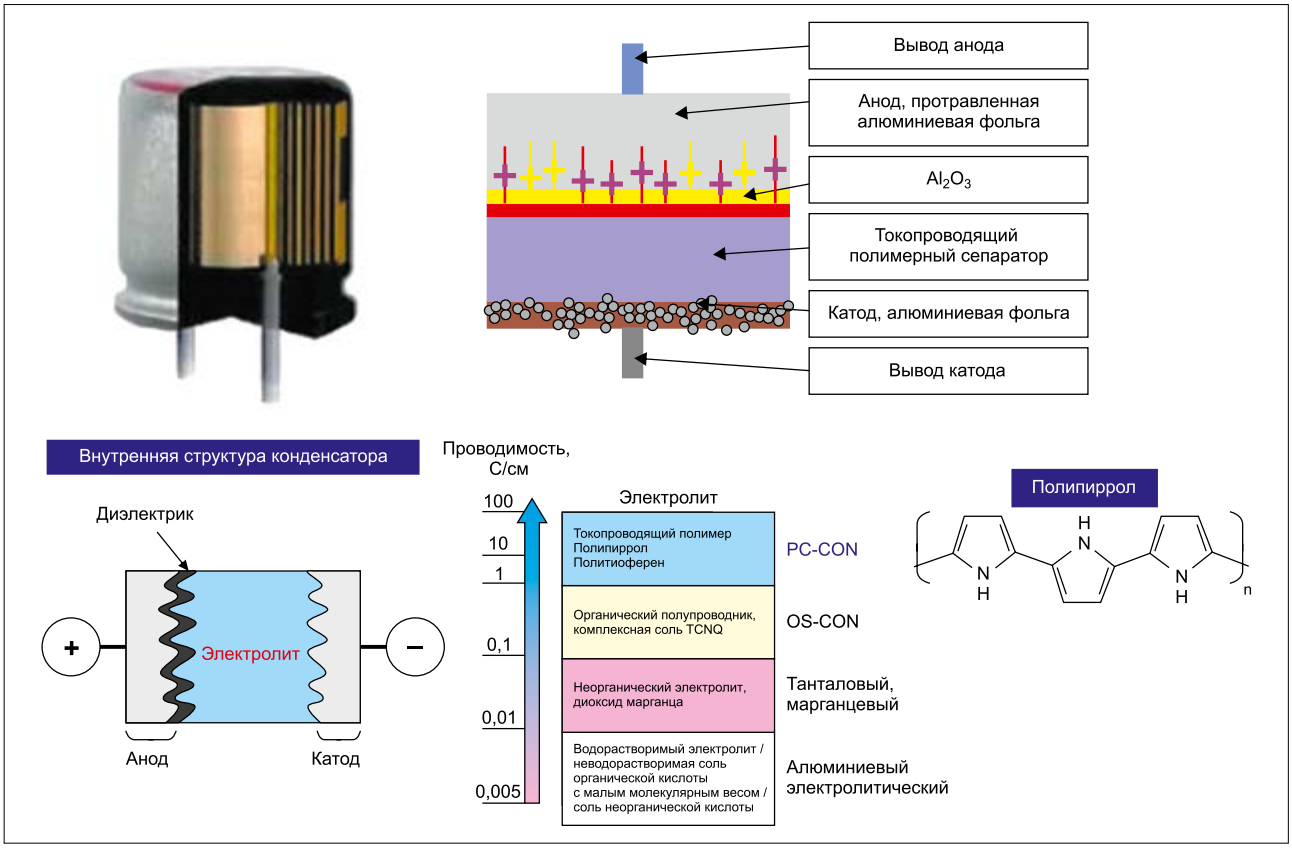


Рис. 6. **Устройство полимерных алюминиевых электролитических конденсаторов и сравнение по проводимости с другими технологиями электролитических конденсаторов**

Такой разогрев может занять достаточно длительный период, в течение которого конечное устройство может быть либо в некондиционном состоянии, либо вообще оказаться неработоспособным. Из-за повышенных пульсаций или недопустимого переходного процесса при включении оно может быть заблокировано супервизором или системой мониторинга питающих напряжений, которые являются неизменной составляющей, например, плат индустриальных компьютеров [4].

Итак, в завершение статьи давайте подведем итог нашей дискуссии — почему все же предпочтителен алюминиевый полимерный конденсатор и чем обусловлены его уникальные свойства?

Нельзя сказать, что алюминиевые полимерные конденсаторы нечто сверхновое. Первые такие конденсаторы OS-CON под торговой маркой Sanyo запущены в производство компанией Panasonic еще в 1983 году [7]. Первоначально они применялись исключительно в серверах и рабочих станциях. К началу 2000-х полимерные конденсаторы уже начали использоваться в электронной аппаратуре массового спроса.

На первый взгляд конструкция полимерных конденсаторов похожа на конструкцию алюминиевых электролитических конденсаторов. У них есть анодная и катодная фольга и разделитель между ними. Но на этом их сходство

Таблица 2. **Основные характеристики алюминиевых полимерных конденсаторов компании Würth Elektronik**

Внешний вид	Серия	Номинальное рабочее напряжение, В	Емкость, мкФ	Диапазон рабочих температур, °С	Срок службы, ч	Особенности
	WCAP-PTG5	6,3–25	39–2000	–55...+105	2000	Низкое ESR, широкий диапазон рабочих частот
	WCAP-PTHT	6,3–50	22–2000	–55...+125	2000	Низкое ESR, высокая рабочая температура
	WCAP-PTHR	35–100	10–150	–55...+105	2000	Низкое ESR , широкий диапазон рабочих частот
	WCAP-PT5H	6,3–35	22–2000	–55...+105	5000	Низкое ESR, длительный срок службы, широкий частотный диапазон
	WCAP-PSLC	6,3–100	10–2000	–55...+105	2000	Очень низкое ESR, широкий диапазон рабочих частот, высокий допустимый импульсный ток
	WCAP-PSHP	6,3–63	10–1200	–55...+105	2000	Малогабаритные, низкое ESR, широкий диапазон рабочих частот, большой допустимый импульсный ток
	WCAP-PSLP	6,3–100	4,7–390	–55...+105	2000	Низкопрофильные, низкое ESR, широкий диапазон рабочих частот, большой допустимый импульсный ток

заканчивается (рис. 6). Вместо жидкого электролита в полимерном конденсаторе используется определенный мономер, например 3,4-этилендиокситиофен, который будет введен в зону раздела катода и анода. После этого проводится так называемый процесс старения (или процесс сушки), затем начнется процесс полимеризации, и в конечном итоге жидкий мономер будет превращен в твердый полимер — поли-3,4-этилендиокситиофен. Также здесь применяется полипиррол, отличающийся высокой проводимостью.

Основная задача, которая ставится перед разработчиками полимерных алюминиевых электролитических конденсаторов, в настоящее время заключается в том, чтобы расширить их номенклатуру за счет увеличения допустимых номинальных рабочих напряжений и срока службы и расширения диапазона рабочих температур. Это связано с тем, что по сравнению с традиционными алюминиевыми электролитическими конденсаторами уже достигнутые на текущий момент уровни ESR значительно ниже и, в общем, устраивают разработчиков конечных продуктов.

Но вернемся к нашему вопросу: являются ли полимерные электролитические конденсаторы лучшим вариантом для инженеров или вполне достаточно традиционных электролитических конденсаторов? Ответ зависит от решаемых задач, поскольку у каждого конденсатора есть уникальные преимущества.

Плюсы алюминиевых электролитических конденсаторов:

- Доступны более высокие номинальные значения рабочего напряжения (до 600 В).
- Дешевле для той же емкости и напряжения.
- Лучшее прогнозирование поведения тока утечки, чем у полимерных.

Плюсы полимерных электролитических конденсаторов:

- Низкий ESR и более высокий допустимый ток пульсаций.
- Отсутствие усушки (в отличие от алюминиевых конденсаторов).
- Более высокий ожидаемый срок службы.

В конце концов, именно вам, разработчикам, решать, какой конкретный тип алюминиевого электролитического конденсатора будет выгоднее всего использовать для вашего проекта. Если нужен более дешевый вариант с более высоким рабочим напряжением, следует использовать традиционный электролитический конденсатор. Однако если вы готовы заплатить немного больше и иметь более высокие характеристики, тогда остановите свой выбор на полимерных конденсаторах, получив выигрыш по сравнению с традиционными танталовыми. Несомненно, что алюминиевые полимерные конденсаторы обеспечивают лучшую производительность в приложениях с большими импульсными токами и в аудиооборудовании.

Помочь с выбором может публикация [2], в которой на практическом примере наглядно продемонстрированы преимущества керамических, традиционных электролитических и полимерных конденсаторов. В [2] решаются сразу две важные задачи — поддержание должного функционирования самой аппаратуры и проблема обеспечения электромагнитной совместимости, которой всегда уделяется самое пристальное внимание, поскольку независимо от назначения любая аппаратура подлежит в этом отношении обязательной сертификации. Кроме того, вам поможет таблица 2, в которой приведены данные по семействам алюминиевых полимерных конденсаторов хорошо известной и высоко зарекомендовавшей себя компании Würth Elektronik, в настоящее время предпринимающей эффективные шаги по выводу на рынок этой продукции, весьма интересной для разработчиков приложений самого широкого спектра.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Рентюк В. Зависимость времени наработки на отказ электролитических конденсаторов от реальных условий их эксплуатации // Компоненты и технологии. 2014. № 7.*
2. *Рентюк В. Проблема оптимального выбора комбинации входных и выходных конденсаторов для подавления пульсаций и помех DC/DC-пре-образователей // Компоненты и технологии. 2016. № 11, 12.*
3. *Introduction to Aluminum Capacitors: Traditional Electrolytic vs. Polymer. www.we-online.com/web/en/passive_components_custom_magnetics/blog_pbcm/blog_detail_electronics_in_action_105534.php*
4. *Рентюк В. Организация питания индустриальных компьютеров от шин напряжения постоянного тока // Компоненты и технологии. 2015. № 2.*
5. *Menzel S. ABC of Capacitors: Basics, Characteristics and Capacitor. Würth Electronik, Jan 15, 2015. www.we-online.com/web/en/electronic_components/produkte_pb/fachbuecher/abcderkondensatoren.php*
6. *WCAP-CSGP Ceramic Capacitors. www.katalog.we-online.com/pbs/datasheet/885012108005.pdf*
7. *www.capacitorlab.com/capacitor-types-polymer/*
8. *www.compel.ru/2013/08/19/mlcc-kondensatoryi-proizvodstva-samsung-electro-mechanics*

WE-TPB HV — СЕМЕЙСТВО ТРЕХФАЗНЫХ ДРОССЕЛЕЙ ОТ WÜRTH ELEKTRONIK

ВЯЧЕСЛАВ ГАВРИКОВ

Современное промышленное оборудование, начиная от электродвигателей и заканчивая импульсными преобразователями, часто становится источником мощных помех. Проблемы электромагнитной совместимости бывают особенно острыми на производстве с большим числом потребителей. При проектировании электронных и электрических устройств разработчики должны не только обеспечить защиту от входных помех, но и не допустить попадание собственных шумов в сеть. С этой задачей помогают справляться синфазные и дифференциальные фильтры. В частности, серия синфазных дросселей WE-TPB HV от Würth Elektronik обеспечивает защиту от помех при работе с мощными потребителями с током до 46 А в трехфазных сетях переменного тока.

Одна из задач, стоящих перед современной промышленностью, заключается в повышении уровня энергоэффективности. Этой цели можно добиваться различными путями. Например, линейные схемы и сетевые трансформаторы повсеместно вытесняются импульсными преобразователями.

Импульсные преобразователи характеризуются минимальным уровнем потерь, отличаются компактными габаритами и обеспечивают высокий КПД. Однако у них есть и существенные недостатки, среди которых в первую очередь следует назвать высокий уровень собственных шумов. Эти шумы образуются вследствие быстрой коммутации силовых ключей. К тому же часто оказывается, что задачи повышения эффективности и минимизации уровня помех противоречат друг другу. В частности, внедрение карбид-кремниевых транзисторов обеспечивает минимальную длительность переходных процессов при коммутации и высокую скорость нарастания сигналов, что, безусловно, хорошо с точки зрения снижения потерь. Однако с точки зрения электромагнитной совместимости это может стать дополнительной головной болью, так как именно быстрые переключения и становятся источником помех.

Стоит отметить, что импульсные преобразователи не являются единственным источником помех. Свой негативный вклад вносят и различные коммутационные устройства, а также электродвигатели и прочие виды нагрузок (рис. 1). Очевидно, что обеспечение ЭМС ставит перед разработчиками две задачи. С одной стороны, нельзя допустить проникновения внешних помех в схему, а с другой — собственные шумы не должны попасть в сеть. Для этих целей используются различные типы фильтров.

Помехи принято разделять на кондуктивные (передающиеся по проводам) и радиочастотные (распространяются в окружающем пространстве в виде ВЧ-излучения). При этом кондуктивные помехи делят на синфазные и противофазные (дифференциальные). Для борьбы с каждым типом помех существуют свои методы. Наиболее распространенным способом борьбы с синфазными шумами является использование синфазных дросселей.

При выборе дросселя необходимо учитывать целый ряд параметров [1]:

- тип: двухфазный или трехфазный;
- частотную характеристику затухания;
- допустимый ток;
- рабочее напряжение;
- напряжение изоляции;
- сопротивление фазы;
- диапазон рабочих температур;
- габаритные размеры.

Трехфазные дроссели серии WE-TPB HV от Würth Elektronik отличаются высокой токовой нагрузкой и значительным рабочим напряжением 760 В (AC), что на 70% выше, чем у большинства аналогов.

ОБЗОР СИНФАЗНЫХ ДРОССЕЛЕЙ WE-TPB HV ОТ WUÜTH ELEKTRONIK

Трехфазные дроссели WE-TPB HV от Würth Elektronik представляют собой трехсекционные дроссели на тороидальном сердечнике (рис. 2 и 3).



Рис. 1. **Возникновение мощных помех в промышленном оборудовании**

Для изготовления сердечников используется два типа материалов: феррит или нанокристаллический сплав.

В настоящий момент серия WE-TPB HV объединяет почти два десятка моделей с рабочим напряжением 760 В и токовой нагрузкой 7,2–46 А (табл.).

Величина рабочего тока дросселей ограничивается падением напряжения и мощностью, рассеиваемой в обмотках. Эти показатели в свою очередь определяются сопротивлением обмоток. Сопротивление обмоток для моделей 744837002460 имеет минимальное значение 1,6 мОм, но из-за значительного диаметра провода величина индуктивности оказывается самой низкой — 0,2 мГн. У модели 744839003460 сопротивление обмотки также составляет 1,6 мОм, но индуктивность выше в 15 раз и достигает 3 мГн.

При разработке WE-TPB HV большое внимание уделялось обеспечению высокой надежности и безопасности. Рабочее напряжение дросселей составляет 760 В, что значительно выше, чем у большинства аналогов. Кроме того, запатентованная конструкция обеспечивает высокое напряжение изоляции — 3 кВ. Нужно также отметить, что материалы, используемые в WE-TPB HV, отвечают требованиям класса горючести UL 94 V-0, который предполагает самозатухание горящего образца в течение 10 с. Подтверждением высокой надежности дросселей является их соответствие требованиям стандарта EN 60938-2.

Все дроссели имеют одинаковые габаритные размеры 70×39 мм и способны работать в диапазоне температур –40…+125°C (рис. 4).



Рис. 2. **Внешний вид трехфазных дросселей WE-TPB HV от Würth Elektronik [2]**

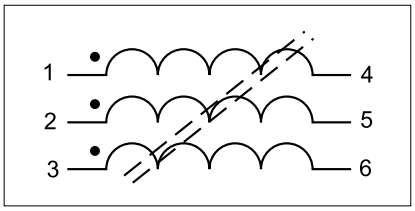


Рис. 3. **Структура трехфазных дросселей WE-TPB HV [2]**

Таблица. **Характеристики трехфазных дросселей WE-TPB HV [2]**

Наименование	D, мм	H, мм	L1, мГн	IR 1, A	RDC 1, мОм	RDC1 (макс.), мОм	UR 1, В (AC)	UT 1, В (AC)	Материал сердечника
744835021220	70	39	2,1	22	9		760	3000	Феррит
744835034160			3,4	16	–	14			
744835050135			5	13,5	9	23			
744835090095			9	9,5	47				
744835150072			15	7,2	85				
744837002460			0,2	46	1,6				Нанокристаллический сплав
744837006400			0,6	40	3,2				
744837010290			1	29	5				
744837018220			1,8	22	9				
744838040400			4	40	3,2				
744838180160			18	16	14				
744838480095			48	9,5	47				
744839003460			3	46	1,6				
744839010400			10,5	40	3,2				
744839029220			29	22	9				
744839047160			47	16	15	14			
744839125095			125	9,5	47				
744839208072			208	7,2	85				

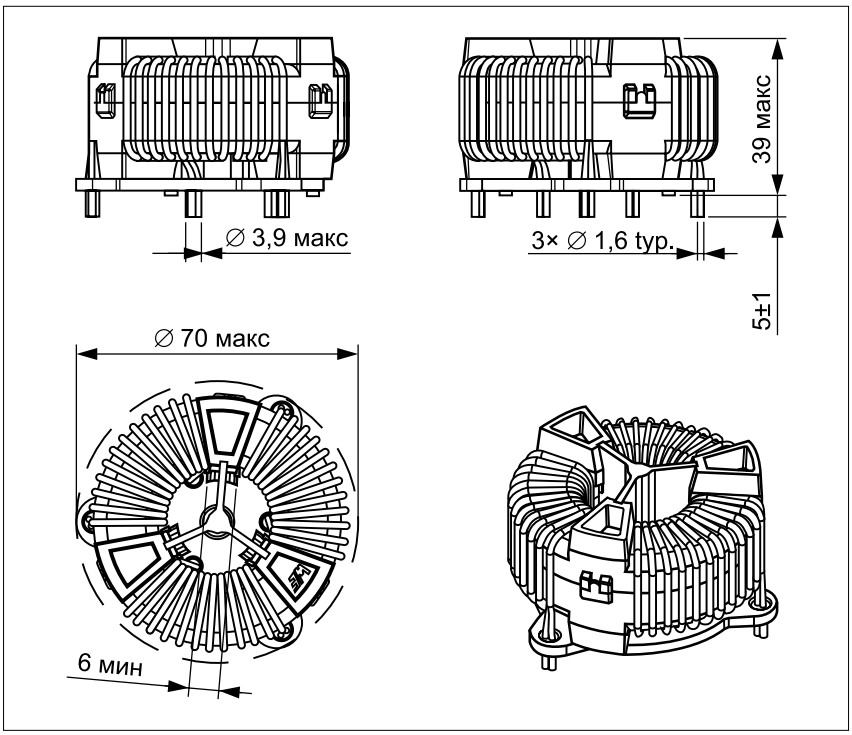


Рис. 4. **Габаритные размеры дросселей WE-TPB HV [2]**

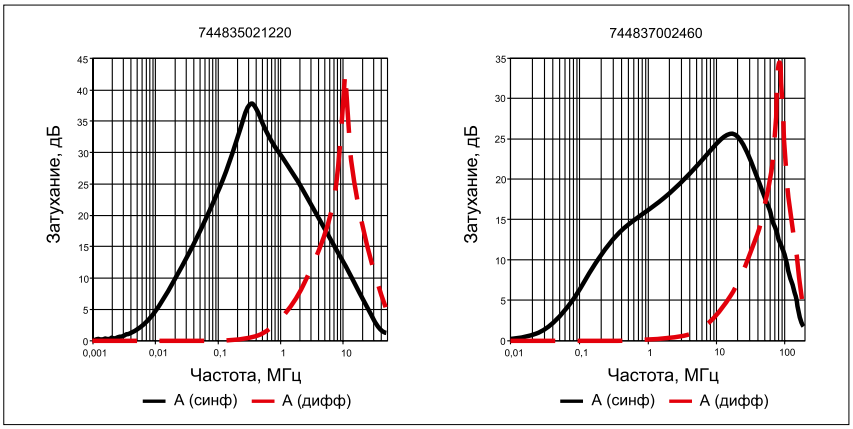


Рис. 5. **Затухание в различных моделях WE-TPB HV [2]**

Выбор подходящего дросселя производится с учетом токовой нагрузки и спектра шума конкретного приложения. Во многом частотные характеристики дросселей WE-TPB HV определяются типом сердечника (рис. 5). Модели с ферритовым сердечником обеспечивают высокое затухание в относительно узком диапазоне частот. Модели с нанокристаллическим сердечником отличаются широким спектром частот затухания. Суммарно все модели серии WE-TPB HV перекрывают диапазон частот 1 кГц — 20 МГц. Это позволяет использовать их для защиты от синфазных помех, генерируемых как относительно медленными преобразователями на базе IGBT, так и быстрыми схемами на кремниевых МОП-транзисторах либо даже на высокочастотных GaN- или SiC-ключах.

Благодаря широкому диапазону рабочих токов и частот, а также высокому рабочему напряжению трехфазные дроссели WE-TPB HV от Würth Elektronik способны обеспечить надежную защиту от синфазных помех в широком спектре промышленных приложений, например, в таких как мощные импульсные источники питания, приводы электродвигателей, зарядные устройства, сварочные аппараты или инверторы.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящий момент серия трехфазных дросселей WE-TPB HV от Würth Elektronik насчитывает почти два десятка моделей с высоким рабочим напряжением 760 В и широким диапазоном рабочих токов 7,2–46 А. Они способны обеспечивать защиту от синфазных помех в диапазоне частот 1 кГц — 20 МГц.

Отличные электрические характеристики, высокая степень защиты и широкий диапазон рабочих температур позволяют использовать дроссели WE-TPB HV в целом спектре промышленных приложений.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Han D., Morris C. T., Lee W., Sarlioglu B. Three-Phase Common Mode Inductor Design and Size Minimization. Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC). IEEE, 2016.*
2. *Материалы с официального сайта www.we-online.com*

ПРОБЛЕМЫ ВЛИЯНИЯ ВЫХОДНОГО ФИЛЬТРА НА КОНТУР УПРАВЛЕНИЯ, ИЛИ КАК ФИЛЬТРОВАТЬ ВЫХОДНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ БЕЗ ПОТЕРЬ

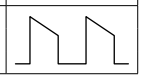
ВЛАДИМИР РЕНТЮК, Rvk.modul@gmail.com

Как всем нам хорошо известно, выходное напряжение импульсных стабилизаторов напряжения непременно содержит составляющую переменного напряжения в виде пульсаций. Высокий уровень таких пульсаций выходного напряжения может нарушить работу нагрузок стабилизатора и привести к недопустимому уровню излучаемых и наводимых электромагнитных помех (ЭМП), что в свою очередь создаст затруднения при выполнении жестких требований по электромагнитной совместимости (ЭМС). С целью подавления пульсаций и ЭМП разработчики систем питания используют не только выходные конденсаторы, но и дополнительные фильтры, которые при определенных обстоятельствах могут негативно влиять на контур регулирования импульсного стабилизатора.

Независимо от того, какая конкретно топология импульсного стабилизатора (DC/DC-преобразователя) используется, в результате наличия паразитного сопротивления (здесь имеется в виду эквивалентное последовательное сопротивление — equivalent series resistance, ESR) и паразитной индуктивности (equivalent series inductance, ESL) выходного конденсатора на выходе стабилизатора мы имеем нежелательную остаточную пульсацию, которая пропорциональна выходному току. Такие пульсации могут быть весьма значительными и, кроме того, принимать различные волновые формы (таблица).

Конечный интересующий нас уровень пульсаций выходного напряжения зависит от выбранного типа и емкости выходного конденсатора. Так, на выходном электролитическом конденсаторе общего применения напряжение пульсаций в зависимости от выходной мощности импульсного преобразователя может достигать нескольких сотен милливольт. В публикации [7], посвященной проблемам выбора выходных фильтров импульсных стабилизаторов напряжения, которая легла в основу данной статьи, в качестве одного из вариантов рекомендуется выбор керамического конденсатора и утверждается, что при этом напряжение пульсации также может составлять лишь несколько десятых вольта. В общем, это так, но существует проблема, о которой часто забывают, — емкость многослойных керамических конденсаторов зависит от приложенного к ним постоянного напряжения [6]. Вот почему, учитывая их ограничения по номинальной емкости, для достижения приемлемого результата придется устанавливать их не менее десятка, и то для преобразователей малой мощности, использующих высокие рабочие частоты. Для низких рабочих частот применение керамических конденсаторов в серийно пригодных решениях просто нереально, а значит, сформировать большие емкости не удастся. Выходом из положения может послужить комбинация керамических конденсаторов с конденсаторами других технологий, как правило, с теми или иными электролитическими [6].

Таблица. **Сравнение основных топологий преобразователей по пульсациям выходного тока**

Преобразователь (топология)	Уровень пульсации тока по выходу	Форма тока по выходу
Понижающий	Низкий	
Повышающий	Высокий	
Инвертирующий		
Обратноходовой		

Но если мы хотим использовать решение на основе только выходного конденсатора, то сделать это можно лишь при известном уровне выходного тока I_{OUT} и рабочей частоты преобразователя f_{SW}. Уровень пульсаций можно рассчитать в соответствии с уравнением:

$$V_{RIPPLE,p\text{-}p} = (I_{OUT}\times 1000)/(2f_{SW}\times C_{OUT}),$$

где C_{OUT} — это сумма всех выходных емкостей, включая штатную, которая обеспечивает должное функционирование DC/DC-преобразователя согласно указанным в спецификации требованиям на конкретный тип контроллера преобразователя, включенного в выбранной топологии.

Фактически здесь мы определяем только добавочную емкость [1], расчет основной емкости — совсем другая задача, и она выходит за рамки настоящей статьи. Как видно из приведенного уравнения, добавление внешней емкости позволяет уменьшить пульсации напряжения. Но остается проблема ESR. С одной стороны, чем меньше ESR, тем меньше на нем уровень напряжения, создаваемый пульсациями выходного тока. Они связаны соотношением:

$$V_{RIPPLE} = I_{RIPPLE}\sqrt{\mathrm{ESR}^2+\left(\frac{1}{2\pi f_{SW} C_{OUT}}\right)^2}.$$

Но, с другой стороны, малое ESR, при некотором значении емкости выходного конденсатора, приводит к нестабильной работе петли регулирования, поскольку такая ситуация воспринимается как короткое замыкание. С этой целью в руководящих материалах по проектированию и в спецификациях на конкретные DC/DC-преобразователи указаны ограничения и по ESR, и по максимальной выходной емкости. Это связано именно с тем, что из-за высокого пускового тока защита DC/DC-преобразователя просто не даст разрешение на его включение или процесс будет происходить рывками, с формированием отдельных импуль-

сов выходного напряжения. Амплитуда таких импульсов может превысить максимально допустимый уровень напряжения для данной шины питания. Большая выходная емкость также отрицательно скажется на его реакции, особенно в виде уменьшения скорости нарастания при быстрых изменениях в выходной нагрузке и на времени задержки восстановления при выходе преобразователя из режима короткого замыкания. Поэтому полностью устранить проблему пульсаций, варьируя лишь выбор основного и добавочного выходного конденсатора, не удается. Но вот решение в части подавления ЭМП может быть найдено путем комбинации конденсаторов разных типов и номиналов [6].

Импульсные преобразователи находятся вне конкуренции, когда речь идет о КПД и требованиях по отводу тепла, но у них есть проблема пульсаций, и, как уже было сказано, высокий уровень пульсаций выходного напряжения может нарушать работу нагрузок. В частности, аналоговые и высокочастотные схемы требуют стабильного, плавного и чистого напряжения питания, без бросков и импульсных помех. Кроме пульсаций как таковых, необходимо учитывать и высокочастотную составляющую гармоник выходного напряжения. Если не уделить этой проблеме должного внимания, то повышенный уровень ЭМП создаст проблемы при выполнении требований по ЭМС конечного изделия, и тогда возникнет водоворот связанных событий, что может откинуть уже, казалось бы, полностью завершенный проект [2] буквально к самой начальной стадии.

Каков же выход? Уменьшить остаточные пульсации выходного напряжения и подавить высокочастотные компоненты способен правильно разработанный выходной фильтр. На практике для уменьшения пульсации обычно используются LC-фильтры нижних частот (рис. 1). Такой фильтр включается после штатной выходной емкости импульсного стабилизатора напряжения.

Катушка индуктивности L_{Filter} и конденсатор $C_{Filter,1}$ образуют классический

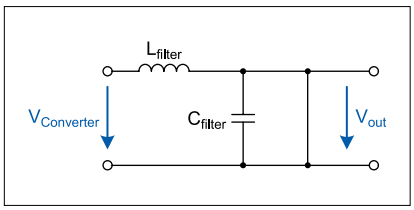


Рис. 1. **Выходной LC-фильтр для подавления пульсаций и помех DC/DC-преобразователя**

LC-фильтр нижних частот второго порядка с частотой среза, выбранной таким образом, чтобы он эффективно отфильтровывал помехи с рабочей частотой DC/DC-преобразователя и подавлял ее гармоники. Применение LC-фильтра нижних частот для достижения равного уровня пульсаций приводит к значительному уменьшению требуемого номинала выходной емкости, поскольку в этом случае пульсации выходного напряжения определяются как [1]:

$$V_{RIPPLE,p\text{-}p} = \frac{I_{OUT} \times 1000}{2 f_{SW} \times \left(C_{OUT} + \sqrt{L_{Filter} \times C_{Filter,1}}\right)},$$

где C_{OUT} — выходной конденсатор стабилизатора напряжения, который при любом раскладе является обязательным компонентом импульсных DC/DC-преобразователей.

Что касается выбора, то, если номиналы компонентов выходной цепи преобразователя неизвестны, используется «правило номер один»: частота среза LC-фильтра f_c принимается равной 1/10 от значения рабочей частоты преобразователя f_{SW}. Описанный подход обеспечивает эффективное снижение пульсаций выходного напряжения без лишних затрат на компоненты фильтра:

$$f_c = f_{SW}/10 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{L_{Filter} \times C_{Filter,1}}}.$$

Частота среза фильтра f_c — это, как известно, точка на его амплитудно-частотной характеристике, в которой сигнал уменьшается на –3 дБ, или, другими словами, он ослаблен на 30%. Поскольку LC-фильтр нижних частот относится к фильтрам второго порядка, имеющим затухание –40 дБ/декада, сигнал с рабочей частотой преобразователя, которая в 10 раз выше, чем частота среза фильтра, будет уменьшен в 100 раз.

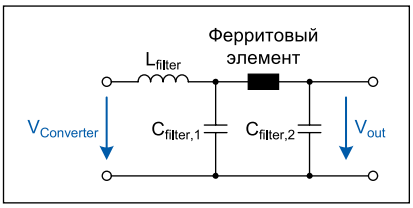


Рис. 2. **Двухкаскадный выходной фильтр для подавления пульсаций и помех DC/DC-преобразователя с ферритовым элементом**

Дальнейшее подавление высокочастотных составляющих выходного напряжения DC/DC-преобразователя превращается в тепло с помощью ферритового SMD-элемента, действующего вместе с конденсатором $C_{Filter,2}$, благодаря чему их амплитуда существенно уменьшается. Такое простое решение выходного фильтра подобного типа уменьшает остаточные пульсации напряжения DC/DC-преобразователя до уровня в несколько милливольт и может использоваться даже в источниках питания, предназначенных для радиочастотных каскадов. Если требуется особенно чистое выходное напряжение, то LC-фильтр усиливается с помощью дополнительного фильтра, содержащего специальный многослойный ферритовый элемент и конденсатор. На рис. 2 показан такой двухкаскадный выходной фильтр, который может быть экономически эффективным при реализации, например, с использованием катушки индуктивности WE-PD2 [3] и многослойного SMD-ферритового элемента WE-MPSB [4] от компании Würth Elektronik eiSos (рис. 3) [7].

Применение LC-фильтров именно в качестве выходных фильтров DC/DC-преобразователя удобно еще и с той точки зрения, что нагрузка таких стабилизаторов в большинстве случаев является низкоомной и эффективно демпфирует резонансную частоту LC-фильтра, а это обычно исключает потребность в дополнительных демпфирующих резисторах. В противном случае параллельно катушке индуктивности



Рис. 3. **а) Катушка индуктивности серии WE-PD2; б) многослойные SMD ферритовые элементы серии WE-MPSB компании Würth Elektronik eiSos**

необходимо установить резистор R_{damp} номиналом не выше рассчитанного по формуле [1]:

$$R_{damp} = \sqrt{L_{Filter}/C_{Filter,1}}.$$

Нередко проблему можно решить и выходным конденсатором с высоким ESR, что также понижает добротность выходного фильтра. Если же не принять меры к подавлению собственного резонанса, то вреда от такого фильтра будет больше, чем пользы. Еще одна проблема заключается в излучении ЭМП катушкой индуктивности, которые могут вызвать кондуктивные помехи на близко расположенных проводниках и элементах, а также (поскольку любая катушка — это своеобразная рамочная антенна) они могут излучаться и повлиять на выполнение требований по ЭМС уже конечного изделия. Задачу можно решить, используя экранированные катушки, также предлагаемые компанией Würth Elektronik eiSos [5]. Это может быть целесообразно для чувствительных приложений, хотя пульсирующие токи в катушке фильтра значительно меньше, чем в силовом дросселе. Раз мы коснулись не только проблемы пульсаций выходного напряжения, но и связанной с ними проблемы ЭМС, то при выборе конкретного типа катушки индуктивности необходимо обращать внимание и на ее резонансную частоту. Более подробно влияние выбора компонентов, схемотехнического и конструктивного решений на проблемы ЭМС современных DC/DC-преобразователей в теоретическом плане и практической плоскости рассмотрено в [8, 9].

Один из неприятных моментов, который следует учитывать при использовании выходного LC-фильтра, заключается в том, что мы, решая проблему подавления пульсаций выходного напряжения, сталкиваемся с другой трудностью — уменьшением стабильности напряжения на шине питания и эффективностью системы в целом. Причем это касается не самого импульсного преобразователя, а именно системы и шины, с учетом выбранного решения выходной фильтрации. Причина нестабильности проста, она заключается в падении напряжения постоянного тока на собственном сопротивлении катушки индуктивности R_{DC} и активном сопротивлении многослойного ферритового элемента. Именно это вызывает в той или иной мере падение напряжения на выходном фильтре, что приводит к уменьшению конечного выходного напряжения на шине питания. В зависимости от типа используемой катушки ее R_{DC} может находиться в диапазоне от нескольких миллиом до нескольких ом, что становится заметным при высоких выходных токах. Даже у достаточно мощного SMD ферритового элемента серии WE-MPSB (74279221281), рассчитанного на рабочий ток 3,5 А, значение RDC может быть в пределах 0,022–0,035 Ом.

В импульсных стабилизаторах напряжения, как и у их линейных собратьев, установка необходимого уровня выходного напряжения осуществляется через цепь следящей отрицательной обратной связи (ООС) от внутреннего или внешнего делителя напряжения R_1, R_2, подключенного непосредственно на выход преобразователя. Это напряжение сравнивается с внутренним источником опорного напряжения V_{REF}, а сигнал рассогласования, выделенный усилителем ошибки, вносит те или иные коррективы в рабочий цикл посредством широтно-импульсной модуляции (ШИМ) импульсов преобразования энергии. Выходное напряжение рассчитывается по формуле:

$$V_{OUT} = V_{REF}(1+R_1/R_2).$$

Для того чтобы уменьшить потери выходного напряжения через выходной фильтр, можно включить выходной фильтр в контур отрицательной обратной связи, как это часто делают для линейных стабилизаторов, вынося ее подсоединение на нагрузку и компенсируя тем самым падение напряжения на линиях подключения. Так и в этом случае в качестве выходного напряжения принимается напряжение непосредственно на шине питания, а не на выходном конденсаторе DC/DC-преобразователя. На рис. 4 показано схемное решение предлагаемого подхода [7].

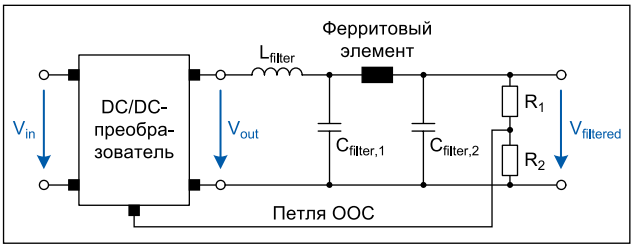


Рис. 4. **Включение выходного фильтра в контур регулирования DC/DC-преобразователя**

Однако проблема этого очевидного и на первый взгляд тривиального способа заключается в том, что мы имеем дело не с линейным стабилизатором; в нашем случае катушка фильтра, ферритовый элемент и дополнительные конденсаторы фильтра приведут к нежелательному сдвигу фазы, не предусмотренному решением контроллера DC/DC-преобразователя фаз в петле регулирования, а это может стать препятствием для стабильного функционирования преобразователя.

Такой нежелательный сдвиг фазы вызовет уменьшение запаса по усилению и по фазе, что является критерием устойчивости любого четырехполюсника к самовозбуждению, то есть к генерации. В крайних случаях это приводит к его нестабильности, и выходное напряжение данной цепи носит колебательный характер. На практике для обеспечения гарантированной стабильности четырехполюсника требуется запас по усилению не менее 12 дБ и запас по фазе не менее чем 45° — только так контур управления обеспечивает его стабильную работу. В рассматриваемом случае, а это наш импульсный стабилизатор напряжения, он не будет стремиться к генерации колебаний при воздействии тех или иных возмущений. Например, при сбросе/набросе нагрузки, то есть когда нагрузка существенно меняется скачком в ту или иную сторону. Контур управления считается динамически стабильным, если коэффициент его усиления равен 0 дБ до того, как соответствующий сдвиг фаз достигнет –180°. Здесь амплитудный отклик усиления контура должен проходить через пересечение оси X, то есть при 0 дБ при затухании 20 дБ/декада. На рис. 5 показана диаграмма Боде — представление частотного отклика линейной стационарной системы в логарифмическом масштабе DC/DC-преобразователя с должной стабилизацией, обеспеченной его контуром регулирования. В этом примере показан запас по усилению в 32 дБ и запас по фазе, равный 56° [7].

Если критерии стабильности импульсного стабилизатора напряжения с выходным фильтром в контуре регулирования

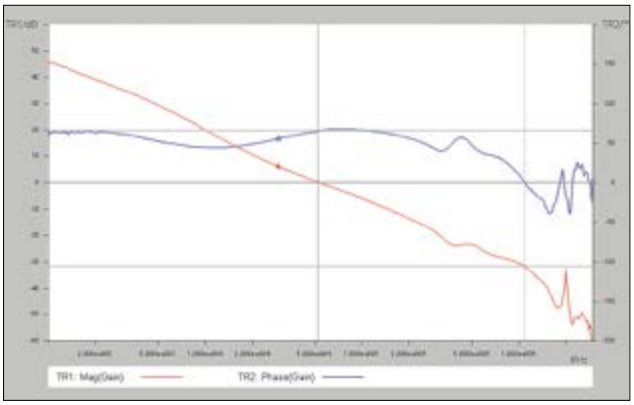


Рис. 5. **Диаграмма Боде (АЧХ и ФЧХ) DC/DC-преобразователя с контуром регулирования, обеспечивающим его устойчивое поведение**

не выполняются, то для обеспечения его должного функционирования и устойчивого выходного напряжения требуется соответствующая компенсация контура регулирования.

В качестве критерия такого функционирования можно использовать оценку реакции стабилизатора на ступенчатое изменение его входного напряжения, при этом выходное напряжение должно оставаться стабильным. Аналогично, в случае сброса/наброса нагрузки выходное напряжение должно стабилизироваться достаточно быстро. Процесс установления выходного напряжения после воздействия называется переходной характеристикой. На рис. 6 показан переходный отклик правильно спроектированного импульсного стабилизатора напряжения (желтая трасса) при выходном напряжении 5 В и внезапном изменении тока нагрузки от 0 до 1 А (зеленая трасса — напряжение на датчике тока).

Важно, чтобы переходной процесс стабилизатора напряжения вписывался в рамки, не приводящие к нарушению работоспособности питаемых от него нагрузок. То есть резкое изменение входного напряжения или нагрузки не должно приводить к недопустимым броскам напряжения и проявляться в виде затухающего гармонического колебания. Последнее свидетельствует о недостаточной компенсации в контуре регулирования конкретного стабилизатора. При правильно выбранной компенсации петли регулирования выходное напряжение должно быть максимально быстро возвращено к заданному значению.

Если же параметры контура обратной связи будут выбраны неправильно, то преобразователь не сможет эффективно выполнять свою основную функцию — стабилизировать выходное напряжение или ток в условиях тех или иных возмущающих воздействий. Однако проблема в том, что здесь имеется много неопределенностей, связанных как с конкретным схемотехническим решением, так и с его конструктивным воплощением в конечном изделии. Поэтому понадобится и аналитический [8, 9], и исследовательский подход [10] с проверкой решения на реальных прототипах с имитацией не только всего диапазона входных напряжений конкретного импульсного стабилизатора напряжения и токов потребления нагрузкой, но и, что немаловажно, его динамического поведения.

Стабилизатор напряжения только тогда может считаться стабилизатором, если достигается быстрая и чистая, без гармонических переходных процессов, реакция на указанные в техническом задании возмущающие воздействия по его входу и выходу.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Для того чтобы уменьшить пульсации напряжения на шинах питания, необходимо использовать дополнительную фильтрацию. С практической точки зрения наиболее оптимальным решением становится применение LC-фильтров, однако для того, чтобы предотвратить потери выходной мощности и обеспечить стабильность напряжения уже непосредственно на шинах, питающих нагрузки, такие выходные фильтры приходится охватывать общей для стабилизатора цепью обратной связи, что в свою очередь требует введения в контур управления дополнительной компенсации.

Если выходной LC-фильтр интегрирован в контур управления, то контур регулирования представляется уже контуром второго порядка со всеми вытекающими сложностями его проектирования и настройки. При использовании такого решения импульсный стабилизатор напряжения должен работать с более высоким коэффициентом воздействия по интегралу, который демпфирует контур управления и, соответственно, замедляет его реакцию. Поэтому для компенсации контура управления требуется более сложное решение, которое из-за множества неопределенностей, связанных как с конкретным схемотехническим проектированием, так и с его конструктивным воплощением в конечном изделии, не является тривиальным. Включение выходного фильтра в контур управления без принятия должных мер не рекомендуется. Если у вас нет опыта проектирования и возможности моделировать поведение такого решения DC/DC-преобразователя, то для петли регулирования необходимо использовать напряжение, взятое непосредственно с его основного выходного конденсатора до фильтра. В этом случае, чтобы повысить стабильность напряжения на шине питания и уменьшить потери из-за наличия выходного фильтра, следует выбирать для фильтра катушки и ферриты с минимально возможным значением RDC, а также обязательно учитывать собственные резонансы фильтра и катушки индуктивности и применять соответствующие меры по демпфированию. Если вы решили ограничить свой выбор основным и добавочным конденсаторами, в том числе и керамическими, то обязательно нужно определить максимальный ток и нагрев [9]. Это необходимо для оценки надежности спроектированной вами системы питания.

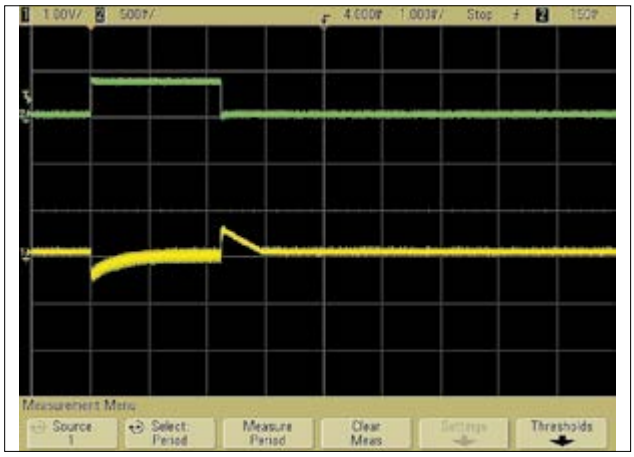


Рис. 6. **Отклик импульсного стабилизатора напряжения на наброс нагрузки**

ЛИТЕРАТУРА

1. *Робертс С. Решения проблемы пульсаций и помех DC/DC-преобразователей: входная и выходная фильтрация // Компоненты и технологии. 2015. № 8.*
2. *Рентюк В. Электромагнитная совместимость: проблема, от которой не уйти // Компоненты и технологии. 2017. № 7.*
3. *WE-PD2 SMD Power Inductor. www.katalog.we-online.de/en/pbs/WE-PD2*
4. *WE-MPSB EMI Multilayer Power Suppression Bead. www.katalog.we-online.de/en/pbs/WE-MPSB*
5. *Ранжит Б. Проблема излучения ЭМП силовым дросселем DC/DC-преобразователя и варианты ее решения // Компоненты и технологии. 2018. № 6.*
6. *Рентюк В. Проблема оптимального выбора комбинации входных и выходных конденсаторов для подавления пульсаций и помех DC/DC-преобра-зователей // Компоненты и технологии. 2016. № 11–12.*
7. *Klein S. ANP006: Influence of control loop by an Outputfilter. Output voltage filtered without losses, 2013-07-13, Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG. www.we-online.de/web/en/electronic_components/produkte_pb/application_notes/ausgangsspannung_ohne_verluste_gefiltert.php*
8. *Рентюк В. Влияние выбора компонентов, схемотехнического и конструктивного решений на вопросы ЭМС современных DC/DC-преобразователей. Часть 1 // Компоненты и технологии. 2018. № 2.*
9. *Рентюк В. Влияние выбора компонентов, схемотехнического и конструктивного решений на вопросы ЭМС современных DC/DC-преобразователей. Часть 2 // Компоненты и технологии. 2018. № 3.*
10. *Рентюк В. Измерение отклика контура регулирования с использованием осциллографов InfiniiVision X-Series компании Keysight на примере стабилизатора напряжения // Компоненты и технологии. 2018. № 5.*

ФИЛЬТР ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ДЛЯ ОПТИМИЗАЦИИ ИМПУЛЬСНЫХ DC/DC-КОНТРОЛЛЕРОВ

ШТЕФАН КЛЯЙН (STEFAN KLEIN), Würth Elektronik eiSos

Обеспечить высокую эффективность современных импульсных источников питания можно, уменьшив потери их мощности, а также выполнив требования к плате и схеме, чтобы избежать появления напряжения радиопомех. В статье рассматривается последовательная реализация входных фильтров, позволяющих уменьшить симметричное напряжение помех в импульсных DC/DC-контроллерах.

НЕОБХОДИМОСТЬ ВО ВХОДНОМ ФИЛЬТРЕ

Импульсный источник питания любого типа создает излучение в широкой полосе частот в виде напряжения помехи и поле помех, которые затрудняют работу других электронных устройств. Главной причиной возникновения напряжения помехи заключается во входном токе, который протекает через входной конденсатор импульсного контроллера. Частота пульсации этого тока равна тактовой частоте контроллера. В результате возникает падение напряжения $V_{пульс}$ на эквивалентном последовательном сопротивлении (ESR).

ИЗМЕРЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ ПОМЕХИ

Входной фильтр снижает амплитуду напряжения помехи, подавляет гармоники и играет важную роль в уменьшении напряжения радиопомех до приемлемого уровня. Например, общий стандарт EN61000–6-4 устанавливает предельное фактическое пиковое значение 79 дБмкВ на частоте 150 кГц. На современном рынке пассивных компонентов предлагается широкий ряд «готовых фильтров» с высокой вносимой потерей, например величиной 70–100 дБ. Однако эти значения редко достигаются на практике из-за того, что характеристики указанных фильтров измерялись в 50-Ом системе и импедансы источников питания отклоняются от заявленных значений. В таких случаях рекомендуется самостоятельно рассчитать фильтр.

Прежде всего, для проектирования входного фильтра следует определить

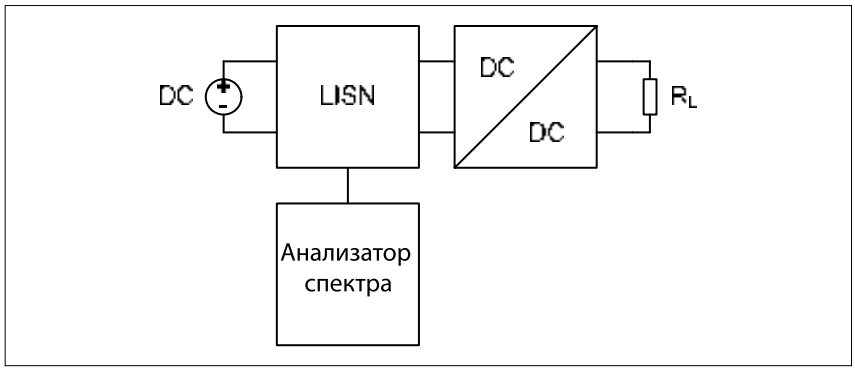


Рис. 1. **Структурная схема испытательной установки**

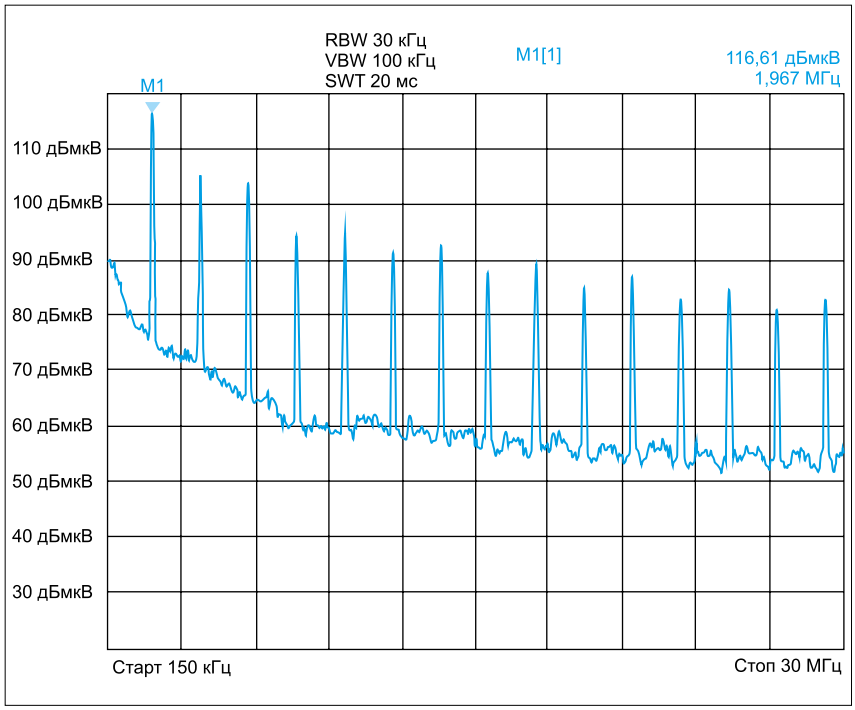


Рис. 2. **Напряжение помехи в отсутствие входного фильтра**

тип помехи. Необходимо отличать шум в дифференциальном режиме от синфазного шума. Фильтр устанавливается на входе импульсного контроллера для подавления дифференциального шума. Уже на этапе разработки измерение напряжения помехи можно осуществлять с помощью схемы стабилизации импеданса линии (LISN) и анализатора спектра. На рисунке 1 показана упрощенная структурная схема испытательной установки для такого измерения. С ее помощью измеряются дифференциальные шумы, поскольку опорным потенциалом является земля переключающего силового каскада источника питания, а не опорное заземление.

Схема LISN осуществляет развязку напряжения сетевых помех от источника питания. Таким образом, все измеренные помехи создаются именно источником питания. Собственный фильтр нижних частот схемы LISN предотвращает перебои в работе других электронных устройств, которые питаются от источника питания общего пользования. На рисунке 2 показаны результаты измерения напряжения помехи в единицах дБмкВ понижающего DC/DC-контроллера, который работает на частоте 2 МГц. Входное напряжение составляет 10 В, а эффективная величина входного тока – 0,7 А.

Величина напряжения помехи $V_{ШУМ}$ определяется следующим образом:

$$V_{ШУМ} = 20\lg\left(\frac{V_{ПУЛЬС}}{1\ мкВ}\right), дБмкВ.$$

На рисунке 2 отчетливо видна амплитуда первой гармоники, соответствующей коммутационной частоте. Другие гармоники с частотой до 30 МГц спадают по амплитуде, но остаются выше предельного значения. При значении напряжения 116 дБмкВ у основной гармоники – наибольшая амплитуда. Исходя из этого, $V_{пульс}$ можно определить следующим образом:

$$V_{ПУЛЬС} = 10^{\frac{V_{ШУМ}}{20}}, мкВ.$$

Следовательно, $V_{пульс}$ = 631 мВ. Это значит, что необходимо использовать входной фильтр.

ВЛИЯНИЕ УПРАВЛЯЮЩЕГО КОНТУРА

Давайте рассмотрим входной фильтр, подобранный для упомянутого выше импульсного контроллера. Фильтр низкой частоты состоит из катушки (WE-PD2, неэкранированная, L = 1 мкГн, SRF = 110 МГц, R_{DC} = 49 мОм) и конденсатора (серия FK, электролитический, C = 10 мкФ, V = 35 В DC). Схема этого фильтра, установленного перед входным конденсатором контроллера импульсного DC/DC-преобразователя, показана на рисунке 3.

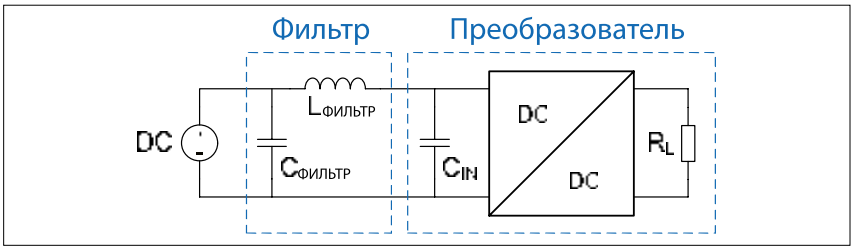


Рис. 3. **Схема входного фильтра**

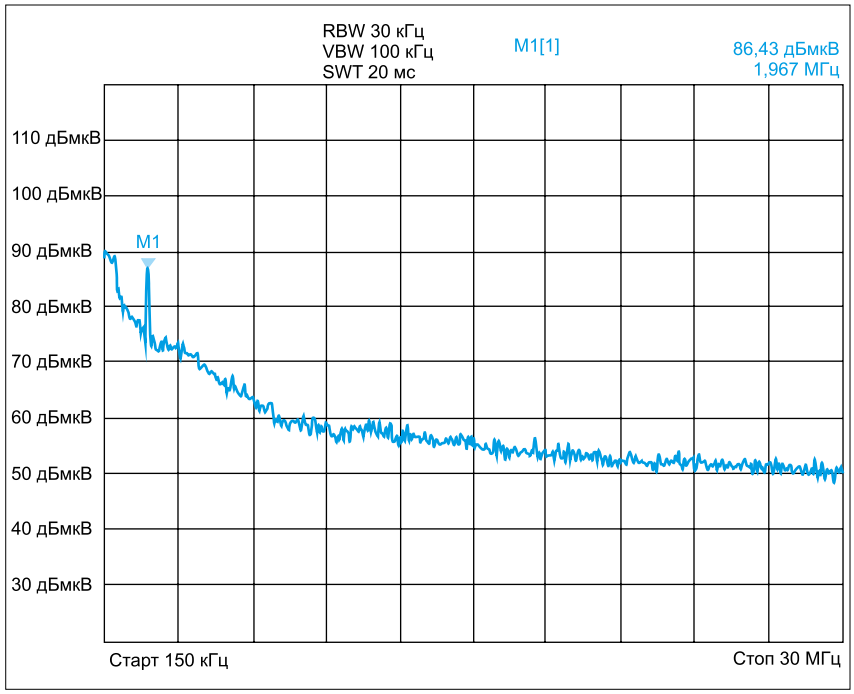


Рис. 4. **Результаты использования фильтра на входе контроллера**

Прежде всего, следует выбрать катушку фильтра с высокой собственной резонансной частотой (SRF), поскольку катушка, как правило, теряет свою фильтрующую способность при частотах выше резонансных из-за паразитной емкости. Во избежание насыщения сердечника катушки фильтра ее допустимый ток насыщения должен, по крайней мере, на 10% превышать пиковое значение входного тока. Рекомендуется, чтобы сопротивление резистора RDC было как можно меньше, чтобы минимизировать падение напряжения по постоянному току. Значение индуктивности выбирается таким образом, чтобы частота среза фильтра составила 1/10 от частоты импульсного контроллера, т. е. намного отличалась от таковой частоты контроллера, чтобы ослаблялась большая часть первой и остальных гармоник. Поскольку при такой частоте среза на АЧХ фильтра возникает резонансный пик, превышающий допустимое значение, требуется обеспечить затухание фильтра.

Между значениями частот среза фильтра и импульсного контроллера должна быть достаточно большая разница, чтобы обеспечить устойчивую работу контура контроллера. В случае совпадения этих частот возникают колебания на входе контроллера, и он утрачивает способность быстро реагировать на изменения выходного напряжения, что обусловлено наличием отрицательного входного сопротивления контроллера. Теоретически, для этого устройства должно выполняться равенство между поступающей и выходной мощностью. Это значит, что при постоянных начальных условиях, в которых находится контроллер, входной ток $I_{ВХ}$ уменьшается с увеличением входного напряжения $V_{ВХ}$. Этот эффект объясняется наличием отрицательного входного сопротивления $Z_{ВХ}$, что приближенно выражается следующим соотношением из анализа больших сигналов:

$$Z_{ВХ}(DC) = -\frac{V_{ВХ}^2}{V_{ВХ} \cdot I_{ВХ}}.$$

Благодаря компонентам импульсного контроллера, величина которых зависит от частоты, входное сопротивление

динамично меняется, и потому требуется анализ малых сигналов. На практике рекомендуется, чтобы импеданс входного фильтра $Z_{фильтр}$ был намного меньше входного импеданса контроллера $Z_{вх}$: $Z_{фильтр} << Z_{вх}$.

Поскольку, как правило, катушка фильтра не излучает электромагнитное поле, мы выбрали неэкранированную модель WE-PD2.

При выборе емкости фильтра следует убедиться, что максимальная допустимая величина рабочего напряжения на емкости фильтра примерно на 25% больше напряжения питания, поскольку номинальное напряжение у всех конденсаторов по тем или иным причинам уменьшается. С увеличением напряжения величина емкости и, следовательно, эффективность фильтра, уменьшается в зависимости от диэлектрика. Чтобы собственная резонансная частота была большой, рекомендуется выбирать малые значения эквивалентной последовательной индуктивности (ESL). В качестве исключения в рассматриваемом случае можно задействовать высокое значение ESR, выбор которого намеренно уменьшает добротность Q фильтра и ослабляет резонансный пик фильтра низких частот.

Рекомендуется выбрать относительно большую емкость фильтра и малую индуктивность, т. к. при большей индуктивности уменьшается собственная резонансная частота. Для фильтра следует выбрать электролитический конденсатор. Во избежание рассогласования импедансов требуется правильно разместить элементы фильтра. Поскольку из-за входного конденсатора входной импеданс импульсного контроллера становится меньше импеданса источника питания, катушка фильтра устанавливается между источником и входным конденсатором контроллера. Конденсатор фильтра устанавливается за катушкой индуктивности параллельно источнику питания. Катушка фильтра препятствует протеканию тока пульсации, а конденсатор фильтра шунтирует напряжение помехи на землю. На рисунке 4 показан результат измерения напряжения помехи при использовании дополнительного входного фильтра.

Использование катушки WE-PD2 и конденсатора фильтра дало отличный результат даже при сравнительно малых значениях индуктивности (1 мкГн) и емкости величиной 10 мкФ. Амплитуда основной гармоники стала меньше на 30 дБ. Амплитуды гармоник более высоких порядков не видны из-за шума окружающей среды. Величину индуктивности катушки WE-PD2 можно увеличить, чтобы в еще большей мере подавить гармоники во всем диапазоне частот. Дальнейшая регулировка фильтра позволяет повысить вносимую потерю более чем на 40 дБ.

ВЫВОДЫ

Входной фильтр незаменим. Его наличие следует учитывать уже на стадии проектирования. Помехи в дифференциальном режиме подавляются на входе импульсного DC/DC-контроллера с помощью LC-фильтра, который уменьшает напряжение помехи до приемлемого уровня. Если входной фильтр корректно рассчитан и его пассивные элементы правильно рассчитаны, можно добиться наибольшей вносимой потери, сохранив устойчивой работу импульсного контроллера.

ОБЖИМНЫЕ КОНТАКТЫ С МАЛЫМ ФИКСИРУЮЩИМ УСИЛИЕМ

АНДРЕАС ЭНЬЕ (ANDREAS AIGNER), Würth Elektronik eiSos

Штыревые разъемы с обжимными контактами не только должны обеспечить легкое подключение проводов, но и их отсоединение, например при обслуживании или ремонте. Чтобы провода при их извлечении из контактов не повредились, компания Würth Elektronik eiSos разработала устройство, позволяющее уменьшить соответствующие усилия.

ЛЕГКОЕ РАЗЪЕДИНЕНИЕ

Производители бытовых электроприборов должны учитывать на этапе проектирования своей продукции удобство ее использования при техническом обслуживании. Это значит, что к подверженным износу компонентам, например к заварному блоку кофемашины, должен обеспечиваться удобный доступ. Необходимо также, чтобы компоненты не повреждались при их извлечении, которое может вызвать последующие расходы. К таким компонентам относятся штыревые разъемы с обжимными контактами и с более чем десятью выводами. Провода в разъемах со стандартными контактами отсоединяются с большим усилием. Если же у разъема 24 вывода, провода практически невозможно извлечь. Бывает, что доступ к оборудованию настолько затруднен, что сложно отсоединить провода разъема даже с небольшим количеством выводов. В таких случаях невозможно воспользоваться инструментами – приходится дергать кабель с большим усилием. При этом велика вероятность повредить штыревой разъем.

В качестве примера можно также привести системы управления дверями немецких железнодорожных вагонов, эксплуатирующиеся в условиях очень ограниченного пространства. Таким образом, возникла потребность в штыревых соединителях с обжимными контактами, у которых электрические характеристики не уступают имеющимся стандартным компонентам. При этом провода в новых разъемах должны легче подключаться и отсоединяться, а также иметь высокую виброустойчивость при перемещениях. Все эти требования реализованы в стандартных разъемах с обжимными контактами серии WR-MPC3 от компании Würth Elektronik eiSos.

НОВАЯ КОНСТРУКЦИЯ КОНТАКТОВ ПРИ ТЕХ ЖЕ ХАРАКТЕРИСТИКАХ

Провода в стандартных разъемах и разъемах с обжимными контактами с малым усилием фиксации вставляются на одинаковую глубину в зону обжима. Усилия, необходимые для вставки и извлечения проводов из усовершенствованных контактов, меньше за счет модифицированной формы и изменения размеров контактов. В отличие от разъемов со стандартной конструкцией и выступающими контактами, конструкция с малым фиксирующим усилием является податливой благодаря пружинным контактам. Легкость соединения и плотный контакт обеспечивается материалом с хорошими свойствами восстановления после деформации. С другой стороны, этот материал имеет хорошую усталостную характеристику. У тех и других разъемов одинаковые электрические параметры: максимальная допустимая нагрузка по току составляет 5 А (AWG 20–22) или 4 А (AWG 24), напряжение – 250 В (CK3), малое сопротивление контакта – 10 мОм.

Наиболее явным различием между двумя конструкциями являются намного разные усилия при вставке проводов. Если при использовании стандартных компонентов максимальная величина усилия составляет 8 Н, то новые разъемы обеспечивают в два раза меньшее усилие – 4 Н. Для извлечения проводов из стандартных контактов необходимо минимальное усилие величиной 3,7 Н, тогда как у новых контактов этот показатель равен 1,5–3 Н, что меньше на 20–50% (см. рис. 1). Наиболее заметные улучшения наблюдаются при использовании 24-выводного штыревого соединителя: в наилучшем случае при отсоединении контактов стандартной конструкции требуется усилие величиной 88,8 Н (24 · 3,7 Н). В наихудшем случае при отсоединении контактов нового разъема необходимо усилие 72 Н (24 · 3 Н). Таким образом, этот показатель уменьшился на 16,8 Н.

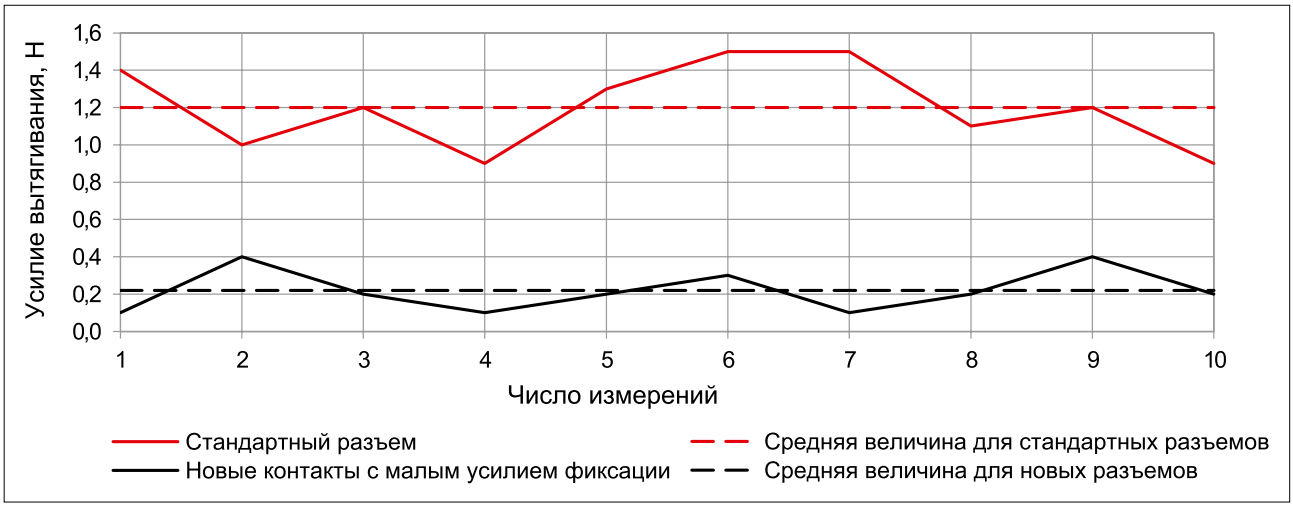


Рис. 1. **Сравнение усилий для извлечения проводов из стандартного и нового разъемов**



Рис. 2. **У стандартного разъема с обжимными контактами – жесткая контактная гильза**



Рис. 3. **Гильзы разъемов с обжимными контактами с малым фиксирующим усилием оснащены пружинами, которые облегчают соединение и разъединение проводов**

Производители разъемов уже пользуются в своих разработках преимуществами обжимных контактов с малым фиксирующим усилием. Поскольку провода приходится часто соединять и отсоединять, большие усилия при их вставке и извлечении причиняют неудобства. Однако ничего не изменилось в этом отношении для поставщиков предварительно оснащенных кабелей: контакты с малым фиксирующим усилием обжимаются с помощью имеющихся автоматов, как и в случае использования разъемов со стандартной конструкцией.

Для сравнения стандартных и новых разъемов были измерены усилия, необходимые для извлечения проводников из этих компонентов. Результаты 10 измерений показали, что среднее значение этого показателя составляет 0,22 Н в случае обжимных контактов с малым усилием фиксации, а у стандартного разъема – 0,98 Н.

СИЛОВЫЕ РАЗЪЕМЫ ДЛЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОИЗВОДСТВА

ТИМО ДРАЙЕР (TIMO DREYER)

При применении силовых разъемов разработчики постоянно сталкиваются с проблемой, как обеспечить технические требования устройства и в то же время сделать его экономически эффективным. Обе задачи можно решить путем правильного выбора компонентов и процессов сборки.

Основными характеристиками силовых разъемов являются рабочий ток, напряжение и контактное сопротивление. Наряду с этим разъемы должны быть устойчивыми к вибрациям, изменениям температуры и воздействию агрессивных сред и иметь необходимые размеры, механические характеристики, качество поверхности и т. д.

Кроме того, для разъемов важно расположение выводов, которое обычно определяется воздушными зазорами и длинами путей утечки. Конструкция контакта зависит от требуемого тока и максимально допустимого контактного сопротивления.

Если устройство низковольтное, а ток находится в диапазоне миллиампер, то лучшим выбором с точки зрения производства является классическая SMT-сборка на печатной плате. При этом компоненты монтируют на печатную плату с использованием полностью автоматизированного процесса установки на предварительно нанесенную паяльную пасту. Преимущества SMT-сборки очевидны: экономия времени и уменьшение количества ошибок, то есть увеличение эффективности и в конечном счете снижение производственных расходов.

Сегодня технологию SMT начинают применять в диапазоне средних величин токов. Это означает, что соединители «проводник-плата» в диапазоне 5 А (рис. 1) уже стали стандартом. Контакты SMT становятся все популярнее, теперь они используются и для клеммных блоков с током до 10 А (рис. 2).

Однако что следует учитывать при увеличении рабочего тока до 16–25 А или даже до 50–85 А? Наиболее важным моментом в таких случаях является обеспечение надежного соединения «плата-проводник» и подбор подходящего разъема. Определяющими параметрами становятся размер разъема, механическая прочность соединения, термо-стабильность, переходное сопротивление контакта.

Решением является применение семейства сильноточных контактов REDCUBE SMT и THR. Соединители REDCUBE SMD и THR появились в ответ на возросшие требования современной электроники, заключающиеся в необходимости пропускания больших токов в сочетании с полностью автоматическим процессом монтажа на плату. Низкое контактное сопротивление гарантирует минимальный нагрев соединителя.

Предлагаемое SMT-решение предназначено для подключения отдельных проводников к печатной плате и коммутации токов до 70 А (при +20°C). Поэтому технология SMT (полностью автоматизированное производство) и токи до 70 А уже не являются взаимоисключающими требованиями. Разъемы такого типа обеспечивают сильноточные соединения «плата-кабель» и «плата-плата», а также угловое крепление кабеля, печатной платы или корпуса.

На рис. 3 показан сильноточный контакт REDCUBE SMD и возможности его применения.

Серия контактов REDCUBE SMD имеет следующие преимущества:

1. Большая площадь контакта в соединителе REDCUBE SMD обеспечивает малое контактное сопротивление и лучшее удерживающее усилие.
2. Небольшие размеры REDCUBE SMD позволяют использовать плотный монтаж без опасности перегрева печатной платы.



Рис. 1. **Соединитель «проводник-плата» WR-MPC3 SMD**

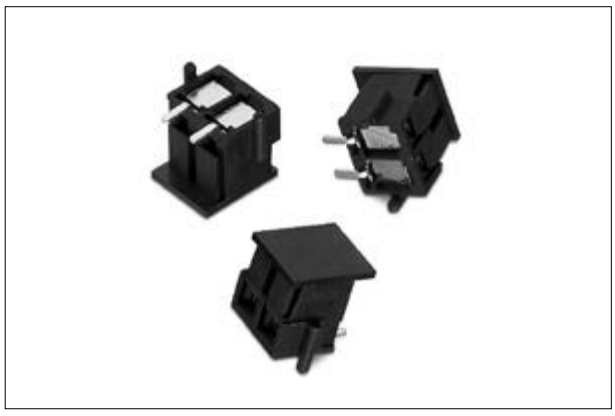


Рис. 2. **Клеммный блок WR-TBL SMD**



Рис. 3. **Сильноточный контакт REDCUBE SMD и возможности его применения: а) внешний вид; б) автоматическая установка; в) ток до 70 А; г) соединение плат под углом 90°**

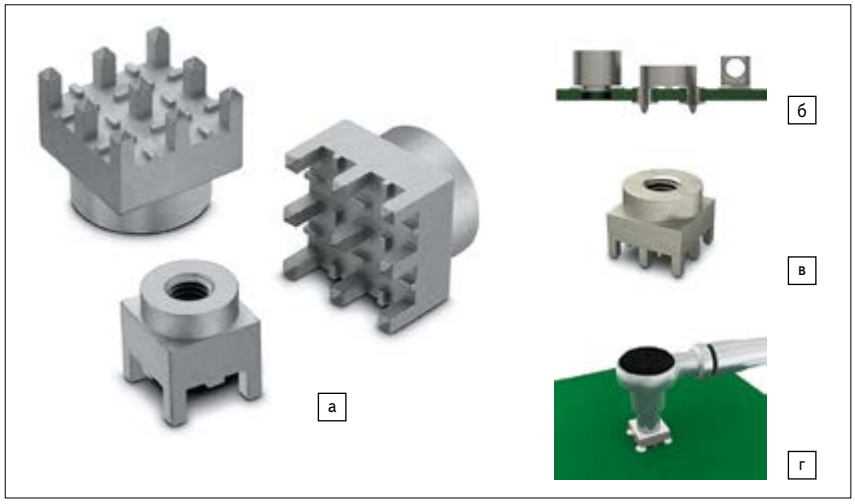


Рис. 4. **Сильноточные контакты REDCUBE THR и варианты их применения: а) внешний вид; б) автоматическая установка и пайка оплавлением; в) ток до 85 А; г) усилия зажима**

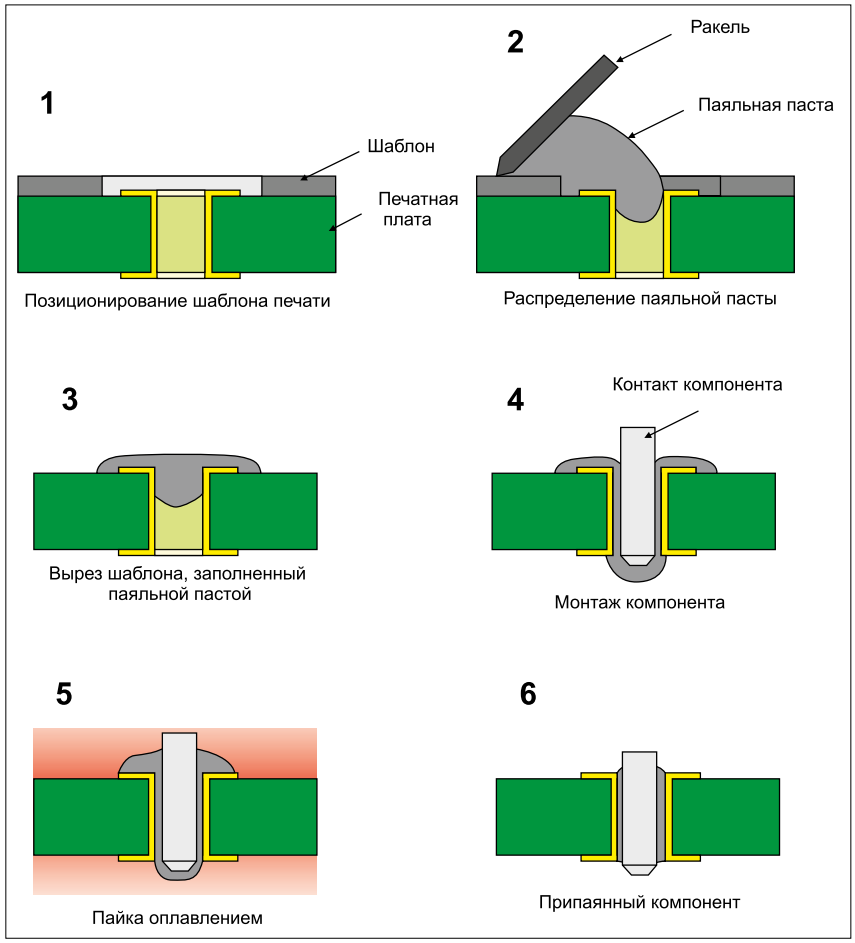


Рис. 5. **Конструкция REDCUBE THR**

Несмотря на то, что данный тип контактов обеспечивает достаточно прочное механическое соединение между платой и проводником, нагрузки на соединения такого типа могут возрастать. Это означает, что возможности SMD-компонентов могут оказаться недостаточными для конкретной задачи. Использование существующих, механически стабильных THT-компонентов, как правило, означает, что преимущества полностью автоматизированной сборки теряются и следует учитывать затраты времени и средств, необходимых для пайки волной. Если же такие контакты являются единственными компонентами THT в устройстве, затраты на его производство растут непропорционально по отношению к общей себестоимости продукции за счет дополнительных этапов в процессе ручной сборки и пайки волной.

Стандартные компоненты THT обеспечивают отличный механический контакт и благодаря этому имеют широкий спектр применения. Однако в случае необходимости повышенной механической прочности THT-соединения необязательно отказываться от достоинств полностью автоматизированного способа установки компонентов на плату. Сильноточные контакты серий REDCUBE THR сочетают преимущества механической прочности THT-соединения и удобство автоматизированного монтажа (рис. 4). REDCUBE THR позволяют подводить к плате токи до 85 А при температуре +20°C.

Преимущества серии REDCUBE THR следующие. В отличие от пайки волной, в процессе пайки оплавлением (reflow soldering) компоненты подвергаются воздействию более высоких температур. В классических разъемах THT, в отличие от REDCUBE THR, для изготовления корпусов используется термостойкий пластик LCP или PA46. Для соединителя REDCUBE THR в этом нет необходимости, поскольку он не имеет пластикового корпуса. Соединитель REDCUBE THR оснащен специальной конструкцией для лучшей пайки (рис. 5). Его изготавливают фрезерованием цельной заготовки, что позволяет выдерживать намного больший крутящий момент, чем в случае контактов, выполненных штамповкой. Соединитель REDCUBE THR обеспечивает наибольшую нагрузочную способность среди существующих сильноточных компонентов для полностью автоматического монтажа.

Использование сильноточных компонентов серий REDCUBE SMD или THR связано с другими особенностями. Эти разъемы состоят только из электропроводящего латунного корпуса со специально обработанной поверхностью. Они сконструированы таким образом, чтобы



Рис. 6. **Калькулятор расчета паяльной пасты в "WE Components" iOS**

выдерживать температуру до +260°C или более в течение 20–30 с, создавая надежное и механически стабильное соединение с печатной платой.

По сравнению с обычными разъемами и клеммными блоками компоненты REDCUBE SMD и THR предлагают компактное решение для реализации соединений с высокой токовой нагрузкой. Для обеспечения этого большое значение имеет технология пайки. Среди прочих факторов необходим правильный выбор объема паяльной пасты. В документе "WE Components" WürthElektronik предлагает метод вычисления минимальной и максимальной толщины паяльной пасты для SMD-компонентов (рис. 6).

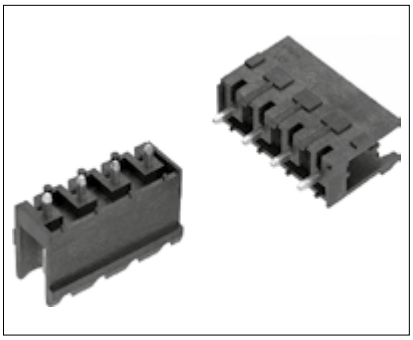


Рис. 7. **Система plug-in TBL THR PCB**

Для компонентов THR (рис. 7) объем припоя зависит от размеров монтажного отверстия и контакта. Можно использовать следующее правило: объем припоя равен удвоенной величине разности объемов отверстия и контакта.

Процесс автоматизации не должен предусматривать никаких компромиссов по отношению к механической стабильности проводниковых компонентов — даже в диапазоне средних токов до 15 А. Этого можно достичь с помощью клеммных блоков в исполнении THR.

ИННОВАЦИИ КОМПАНИИ WÜRTH ELEKTRONIK В ЧАСТИ ОРГАНИЗАЦИИ МЕЖПЛАТНЫХ СОЕДИНЕНИЙ: НОВОЕ РЕШЕНИЕ В ОБЛАСТИ IDC-РАЗЪЕМОВ

ВЛАДИМИР РЕНТЮК, Rvk.modul@gmail.com

Всем известно, что соединители — это достаточно сложные и специфические устройства, если, конечно, мы говорим не о поделках, а о надежных изделиях с высокими техническими характеристиками. При этом в решениях «провод-плата» (в английской и уже более привычной разработчикам терминологии — wire-to-board) они, как правило, всегда действуют парами. В подавляющем большинстве случаев надежность конечного оборудования напрямую зависит от долгосрочного поведения двух состыкованных компонентов, отвечающих за подключения, которые обеспечивают передачу сигналов и напряжение питания. В статье рассмотрена инновационная технология контактов SKEDD.

Инженеры, разрабатывающие радиоэлектронную аппаратуру (РЭА), с грустью шутят, что надежность оборудования — это разъемы. И, как всегда в любой шутке, здесь есть своя доля истины. Действительно, зачастую разъемные соединения — самый уязвимый, особенно в части устойчивости к механическим воздействиям (ударам и вибрации), компонент, чьи характеристики нередко и весьма существенно ухудшаются в течение срока службы РЭА. Если же говорить об обеспечении надежности подключений, нельзя забывать, что это проблема комплексная. Согласитесь, необходимо смонтировать одну из частей на плату, во вторую — заделать кабель, выполнить сочленение и обеспечить его устойчивость к внешним воздействиям. Удвоение частей, — а разъемы работают, как правило, в паре, — для организации соединения означает увеличение точек контакта в единичной цепи и, следовательно, повышение переходного сопротивления. Кроме этого, мы имеем не только увеличение числа участвующих в подключении компонентов. Наблюдается больший расход материалов и больший вес, выполняется больше сборочных операций, да и обычно такое решение (в части межплатного соединения по сравнению с решением, при котором две части разъема становятся одним целым) еще и дороже.

Но обойтись без разъемов удается крайне редко, пожалуй, либо в мелкосерийной аппаратуре, либо в аппаратуре специального назначения с особыми требованиями к устойчивости. Подключение межплатных жгутов пайкой в РЭА с большими объемами выпуска не только нетехнологично и малопригодно при возможном ремонте оборудования во время эксплуатации, но и добавляет проблем уже на стадии выпуска РЭА — при регулировке и тестировании изделий. Что касается межплатных соединений, то широко распространенные в интересующем нас приложении — это, несомненно, привычные и хорошо зарекомендовавшие себя разъемы с контактами технологии IDC (Insulation-Displacement Contact — «контакт, смещающий изоляцию») [1].

Классический вариант применения разъемов исполнения IDC — вилка для установки на плату методом пайки и розетка, приспособленная под ленточный кабель. Как ясно уже из самого названия, для таких разъемов не требуется предварительная подготовка кабеля в виде зачистки изоляции отдельных проводов. Все провода (обычно здесь используется ленточный кабель, что очень удобно), устанавливаются в разъем и сразу попадают на контакты, имеющие форму «ласточкин хвост», при вдавливании изоляция каждого провода прорезается и смещается, оголяя токопроводящую жилу на минимально необходимый размер. Установка кабеля предполагает наличие специального инструмента и не предусматривает его опайки, поскольку эта технология обеспечивает надежный с долговременным низким сопротивлением контакт с жилой. После обжатия кабель фиксируется дополнительной скобой, предотвращающей его вырывание из тела разъема.

Достоинства таких разъемов неоспоримы, главное из них — простота и удобство использования. И именно это послужило причиной широчайшего распространения данной технологии, однако у нее есть и недостаток. Он заключается в высоком профиле разъемов из-за того, что для соединения необходимо использовать два компонента — кабельную розетку и вилку на плате, устанавливаемую пайкой, что воспринималось как должное. Если заглянуть в недалекое прошлое, то руководители ОТК старой школы требовали опаивать и обжимные терминалы. Ну, согласитесь, как же так, вилка на плате и без пайки, кто бы сомневался?

На этот раз в роли сомневающегося выступила немецкая компания Würth Elektronik ICS GmbH & Co. KG. Причем весьма успешно, убив сразу не двух, а трех зайцев — кардинально решив проблему профиля, подключения разъемов в любом месте платы и… пайки, то есть обошлась вообще без нее. Речь идет о разработанной в 2013 году инновационной технологии контактов SKEDD (от шведского skedd — «сделано»), которая стала настоящим прорывом в части организации подключения. Если бы

авторы названия данной технологии были бы знакомы с русскими идиомами, они могли бы с гордостью сказать: «Мы всех сделали». И в этом не было пустого бахвальства.

Инновационная технология прямого соединения SKEDD впервые позволяет подключать кабели с разъемами (повторимся, без пайки) в любом удобном месте на печатной плате. Таким разъемам не нужна вилка или дополнительные корпуса для ответной части, что устраняет необходимость в подготовительных операциях. Они, как уже было сказано, могут быть подключены непосредственно к печатной плате, через металлизированные сквозные отверстия или даже проходные соединяющие слои или стороны печатной платы.

Еще одно весьма существенное преимущество разъемов, реализованных по технологии SKEDD, — то, что они значительно уменьшают профиль (рис. 1) платы, являются съемными, причем устанавливаются и снимаются без помощи специальных инструментов. Разъемы оснащены запирающими защелками, что предотвращает ошибки их установки на плату и делает систему устойчивой к механическим влияниям, поэтому SKEDD-разъемы подходят для широкого круга самых разнообразных применений [2].

Первоначально технология SKEDD была предложена для организации подключения wire-to-board. Контакты представляли собой терминалы с обжимкой на провод (рис. 2), как и привычные нам терминалы Mini-Fit. Они устанавливались в корпус, но не требовали для подключения ответной части в привычном понимании, ее роль выполняла сама печатная плата.

В этом году технология SKEDD нашла новое применение в инновационном решении разъемов, сочетающих достоинства IDC-технологии и впервые обеспечивающих подключение по схеме «кабель-плата». Речь идет о разъемах REDFIT IDC SKEDD, представляемых подразделением группы Würth Elektronik компании Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG (рис. 3).

Применение инновационной технологии SKEDD в разъемах REDFIT IDC SKEDD семейства WR-WST предлагает ряд действительно полезных достоинств [3]. Первое очевидно — вдвое сократилось количество необходимых компонентов, сэкономлены средства не только на разъемы, но и на материалы, заметны преимущества группового подключения проводов, которые дает использование ленточных кабелей. Что касается непосредственно монтажа, то на печатных платах с поверхностным монтажом для установки соединителя часто требуется дополнительная операция, связанная с пайкой разъемов. Благодаря технологии SKEDD сборка такого узла на печатной плате будет проще и дешевле [5]. Да и разъемное соединение можно организовывать с любой стороны печатной платы — хоть сверху, хоть снизу.

Кроме того, и это тоже крайне важно, печатная плата не подвергается повторному термическому воздействию. Как известно, пайка контактов разъема предполагает большой расход припоя, а значит, происходит термический стресс. Здесь нельзя забывать, что переход на бессвинцовые припои для выполнения положений далеко не однозначной (и это мнение не только автора настоящей статьи) Директивы RoHS и ей подобных [4] требует повышенных температур пайки. Например, при выполнении операции с помощью популярного припоя SAC (Sn/Ag/Cu) температура пайки будет почти на 40°C выше, чем при стандартном свинецсодержащем припое SnPb (67/37), а у менее

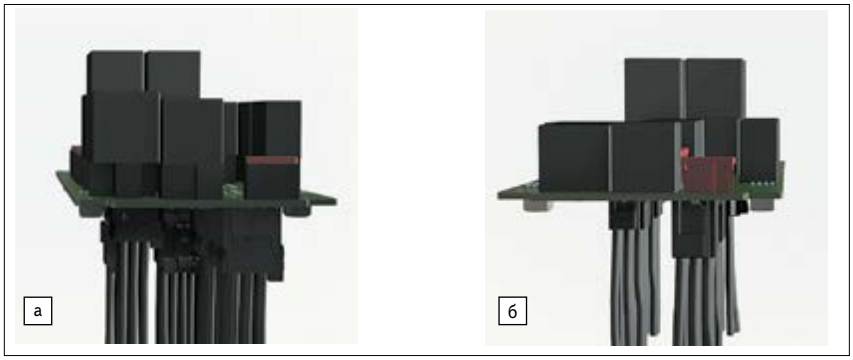


Рис. 1. **Пример классической компоновки: а) печатной платы с разъемами; б) платы с разъемами технологии SKEDD**



Рис. 2. **а) Контакт технологии SKEDD компании Würth Elektronik ICS GmbH & Co. KG для организации подключений wire-to-board; б) терминал серии Mini-Fit Series компании Molex**



Рис. 3. **Инновационный разъем REDFIT IDC SKEDD семейства WR-WST компании Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG**

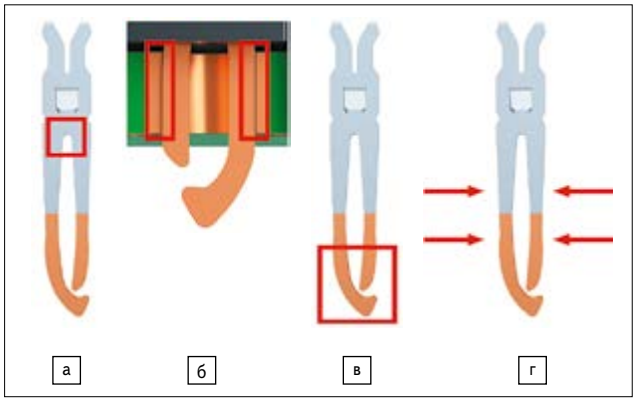


Рис. 4. **Конструктивные особенности IDC-контактов, используемых в разъемах REDFIT IDC SKEDD:**

а) легкий и простой процесс подключения — точная конструкция средней части контакта SKEDD обеспечивает ему достаточную упругость, чтобы гарантировать низкое усилие вставки даже для разъемов с большим количеством контактов;

б) вибростойкое сочленение — после установки контакта SKEDD его контактное усилие получается достаточно высоким, что гарантируют отсутствие прерывания в электрической цепи из-за механических напряжений от внешних воздействий;

в) возможность повторного соединения — упругая контактная конструкция нижней части SKEDD-контакта легко адаптируется к геометрии металлизированного отверстия платы, что гарантирует нескольких циклов сочленения без ухудшения электрических и механических характеристик разъема;

г) точность монтажа — упругость контактов SKEDD компенсирует допуски на сетку в производстве печатных плат, что обеспечивает оптимальное взаимодействия разъема с печатной платой

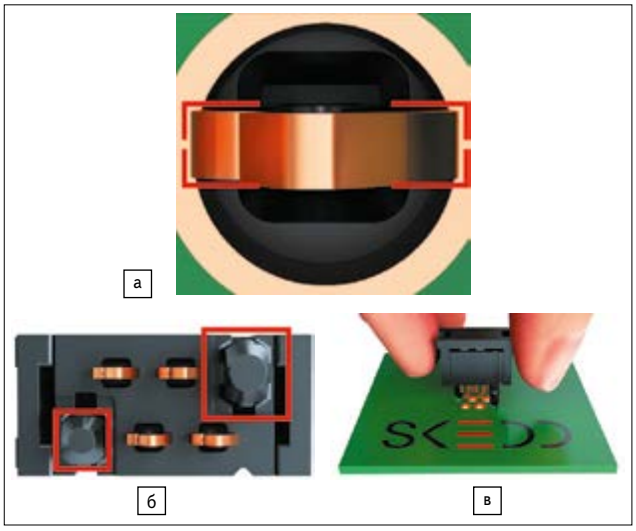


Рис. 5. **Конструктивные особенности установки разъемов REDFIT IDC SKEDD семейства WR-WST компании Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG на печатную плату:**

а) использование 4-точечного подключения контакта для гарантии надежного электрического подключения;

б) защита обратной полярности подключения, предусмотренная на пластиковом корпусе для гарантии правильной сборки;

в) крепление без инструментов обеспечивает простое подключение и отключение соединителя

дорогого, чем SAC, припоя SnCu температура плавления еще больше.

Применение разъемов REDFIT IDC SKEDD положительно влияет и на эксплуатационные затраты в течение срока службы конечного продукта. Если по той или иной причине изделие понадобится отремонтировать, то съемный разъем значительно упрощает замену печатной платы, что снижает затраты на техническое обслуживание и сокращает время вынужденного простоя, часто дорогостоящего, если речь идет о заводском оборудовании. Особенности контактов технологии SKEDD, используемой компанией Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG в межплатных инновационных wire-to-board-разъемах REDFIT IDC SKEDD, представлены на рис. 4.

Контакты в разъемах REDFIT IDC SKEDD подключаются непосредственно в металлизированные сквозные отверстия на печатной плате (рис. 5). Так что здесь, как и во всех разъемах этой технологии, исключается корпус, отдельные терминалы и одна из частей соединителя (вилка), а значит, и источники потенциальных ошибок при монтаже платы и сборки конечного узла. Все это в целом приводит к повышению надежности процесса сборки, экономии площади на печатной плате, сокращению расхода материалов и времени на узловую сборку. И как уже отмечалось выше, к уменьшению вносимого последовательного сопротивления и повышению надежности и ремонтопригодности конечного оборудования.

Таблица. **Основные технические характеристики разъемов REDFIT IDC SKEDD семейства WR-WST компании Würth Elektronik**

Изоляционный материал	Жидкокристаллический полимер (LCP)
Класс пожаробезопасности изоляции	UL94 V-0
Цвет корпуса	Черный
Материал контакта	CuNiSi
Покрытие контакта	Au (SKEDD), Sn (IDC)
Подключаемый кабель	Ленточный AWG 28/1,27 мм
Диапазон рабочих температур	−25...+105 °C
Экологические требования	Lead free/RoHS
Число циклов сочленения	10 (стандартное применение)/ 25 (отладка и программирование)
Толщина печатной платы	1,6 мм
Номинальный ток на контакт	1 A
Номинальное рабочее напряжение	100 В (перем.)
Сопротивление изоляции	Не менее 1000 МОм
Электрическая прочность изоляции	Не менее 500 В (перем., 1 мин)
Контактное сопротивление	Не более 10 мОм

Что касается требований к отверстиям печатной платы, то для достижения заданных технических характеристик они должны быть выполнены меднением толщиной 20 мкм с последующим покрытием Ni/Au. При использовании разъемов REDFIT IDC SKEDD семейства WR-WST сначала устанавливается кабель, а после завершения кабельной сборки разъем можно непосредственно монтировать на печатную плату. При установке и врезке кабеля в IDC-контакты рекомендуется использовать соответствующий инструмент, например пресс WR-TOOL IDC Press 600600282800 компании Würth Elektronik с соответствующим адаптером [7] и в спецификациях на разъемы конкретного исполнения.

Как можно видеть, в части межплатных соединений типа «кабель-плата» новаторская технология разъемов REDFIT IDC SKEDD предлагает весьма существенные преимущества, открывая широкие возможности для экономии и устранения потенциальных источников неисправностей.

В настоящее время разъемы REDFIT IDC SKEDD от компании Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG доступны с числом контактов 4–20 (с градацией через 2) с двухрядным размещением и шагом 2,54 мм со смещением рядов относительно друг друга на 1,27 мм, что упрощает подводку к ним проводников печатной платы и подключение стандартного ленточного кабеля (AWG 28/1,27 мм).

Для справки в таблице приведены основные технические характеристики разъемов REDFIT IDC SKEDD семейства WR-WST. Полные данные по конкретным разъемам представлены в их спецификации, доступной на сайте компании по ссылке [6] через меню New Products («Новые продукты»).

В заключение обзора новых разъемов технологии SKEDD отметим, что ее надежность подтверждена испытаниями не только в лабораториях, разработавших ее, компании Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG, но и в ходе проверок, проведенных несколькими независимыми аккредитованными испытательными центрами.

Что же касается инновационных разъемов REDFIT IDC SKEDD, здесь можно выделить следующее:

1. Соединители REDFIT IDC SKEDD могут с успехом использоваться для передачи сигналов, программирования

и отладки аппаратуры, работающей в таких областях, как:
- бытовая электроника;
- солнечная энергетика;
- промышленная электроника;
- машиностроение;
- коммутационные панели.

2. Использование REDFIT IDC SKEDD обеспечивает:
   - повышение потенциальной надежности межплатных соединений;
   - быструю и простую установку и монтаж кабеля;
   - экономию свободного пространства;
   - сокращение производственных затрат;
   - снижение материальных затрат.
3. Технология подключения со стороны кабеля IDC (смещение изоляции), примененная в REDFIT IDC SKEDD, предусматривает:
   - прямое подключение к ленточному кабелю;
   - отсутствие необходимости предварительной зачистки изоляции;
   - одновременное подсоединение всех проводников за одну операцию;
   - высокое качество контакта провода с разъемом на весь срок эксплуатации конечного оборудования.
4. Используемая REDFIT IDC SKEDD технология подключения со стороны печатной платы — технология прямого подключения SKEDD — обеспечивает:
   - прямое подключение через металлизированное отверстие с любой стороны печатной платы;
   - несколько циклов сочленения/расчленения;
   - установку и снятие вручную без специализированных инструментов;
   - низкое сопротивление контакта;
   - виброустойчивое соединение.

В 2014 году технология SKEDD была удостоена награды Innovationspreis der deutschen Wirtschaft по экономике. Экспертный комитет, в который входили ведущие представители промышленности и науки, выбрал эту технологию в качестве лучшей более чем из 320 поданных заявок. Разработчик технологии SKEDD, компания Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG, была номинирована на эту старейшую инновационную награду в мире в категории компаний среднего размера и вышла в финал с шестнадцатью другими компаниями.



В стремлении вырваться из этого, казалось бы, замкнутого круга было предпринято много попыток, направленных на то, чтобы уменьшить зависимость РЭА от использования двух частей для подключения кабеля к плате и сделать решения в части межплатных подключений более дешевыми и простыми, а также избежать лишних последовательных соединений. Одни варианты работали лучше, другие — хуже. Был пройден путь от разъемных соединений старой технологии с использованием ламелей, выполненных на печатных платах, до более современных вставных контактов, в частности Molex SolderRight для быстрого подключения кабелей к печатной плате пайкой, и разъемов с вставкой провода. Но все эти решения требовали нескольких подготовительных технологических операций и либо ограничивали место для подключения, например, краем платы, либо предполагали наличие пайки. Решение, предложенное компанией Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG, в виде инновационной серии разъемов REDFIT IDC SKEDD семейства WR-WST не только устраняет подобные ограничения, но и впервые, без помощи пайки, обеспечивает надежное групповое подключение изолированных проводов лишь за три технологические операции — установка кабеля, групповое обжатие и вставка разъема в плату.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Malucci R. D., Ph. D. Insulation Displacing Connector Technology. Molex Incorporated, Lisle, Illinois. www.molex.com/tnotes/idtbm.html*
2. *SKEDD — the new way to connect. www.we-online.com/web/en/intelligente_systeme/neu__skedd/startseite.php*
3. *www.youtube.com/watch?v=qPV8Jh5K9po*
4. *Рентюк В. RoHS-директива — защита экологии или рынков? // Технологии в электронной промышленности. 2013. № 5.*
5. *www.eu.mouser.com/new/Wurth-Electronics/wurth-redfit-idc-skedd/*
6. *www.katalog.we-online.de/en/*
7. *www.katalog.we-online.de/em/datasheet/600600282800.pdf*

МАГНИТНАЯ ЗАЩИТА ДЛЯ БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМ

ХОРХЕ ВИКТОРИЯ АВИР (JORGE VICTORIA AHUIR), Würth Elektronik eiSos

Влияние электромагнитных помех на электронные устройства растет по ряду причин. К ним относится сокращение расстояния между платами одной системы, микросхемами и многими другими чувствительными к помехам компонентами. Кроме того, использование технологий электромагнитной связи (Qi-WPC, NFC, RFID, PMA, A4WP, WCT и т. д.) усложняет топологию печатных плат и расчет эффекта близости. В статье рассматриваются ферритовые пластины компании Würth Elektronik, которые позволяют управлять магнитным потоком, увеличивая эффективность беспроводных систем связи.

ЗАЩИТА С ПОМОЩЬЮ ФЕРРИТОВ

Поскольку магнитная проницаемость ферритовых материалов выше, чем у воздуха, они заметно влияют на распределение и величину магнитного поля (см. рис. 1). Устанавливая магнитные компоненты на определенные участки платы, мы, таким образом, локально повышаем интенсивность магнитного поля и влияем на его форму. Этот эффект используется, чтобы повысить эффективность и уменьшить наводки. Относительная магнитная проницаемость, которая характеризует магнитные свойства материала, определяется следующим образом:

$$\mu_r = \frac{B}{B_0}.$$

Потери в магнитном материале могут возникать из-за гистерезиса и собственных вихревых токов. Из-за этих потерь энергия магнитного поля превращается в тепло, которое приводит к саморазогреву изделия. Для количественной оценки потерь необходимо представить относительную проницаемость в комплексном виде:

$$\mu_r = \mu' - j\mu''.$$

Ферритовые материалы с большими значениями реактивной составляющей μ″, применяющиеся в фильтрах для подавления помех, относятся к линейке WE-CBF. Материалы с большими значениями действительной составляющей μ′ используются для того, чтобы максимально улучшить управление магнитным потоком с минимальными потерями. Оба этих параметра зависят от частоты (см. рис. 2). Правильный выбор материала обеспечивает его пригодность для эксплуатации на частоте работы системы и максимального увеличения фильтрации или способности к управлению.

Необходимость в повышении эффективности приложений, помехозащиты и дальности передачи сигналов особенно велика в беспроводной связи и, в частности, в беспроводной

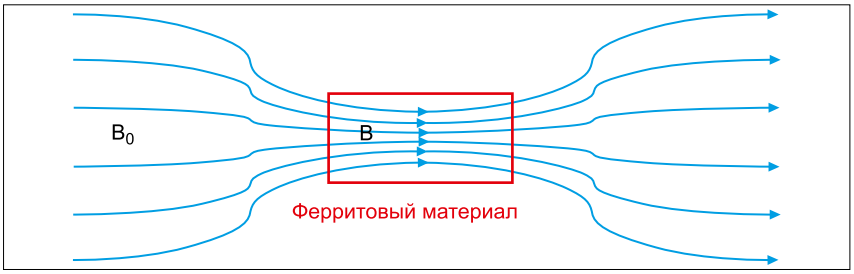


Рис. 1. **Концентрация линий магнитного поля в ферритовом материале**

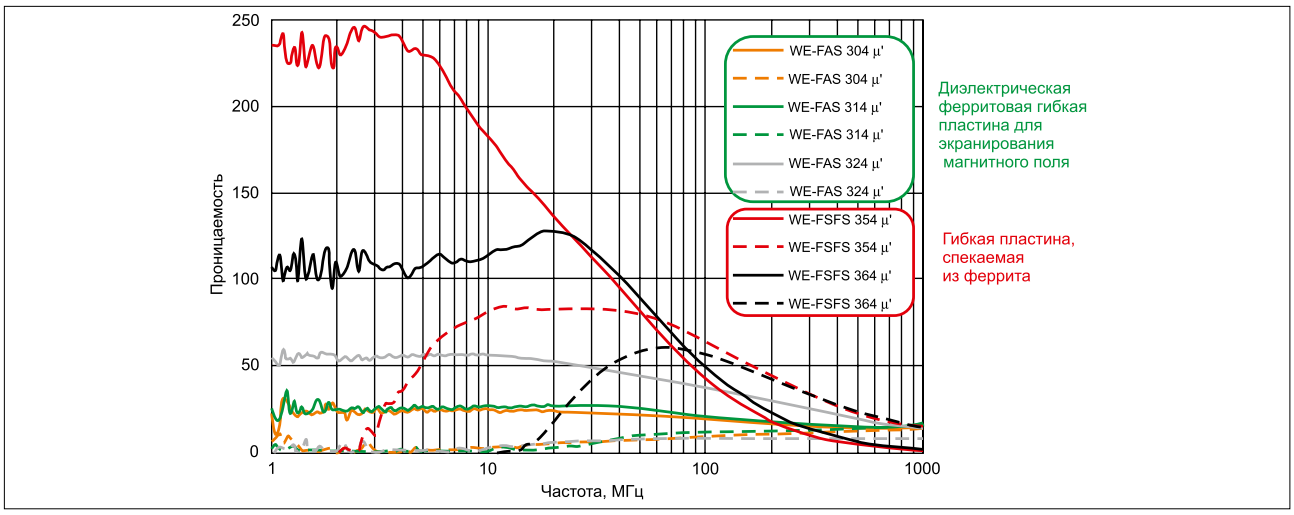


Рис. 2. **Комплексное представление относительной магнитной проницаемости ферритовых материалов**

связи ближнего радиуса действия. Интеграция этих магнитосвязанных технологий в электронные устройства с высокой плотностью монтажа с жесткими массогабаритными ограничениями приводит к ряду нежелательных эффектов, из-за которых уменьшается эффективность системы и повышаются потери.

Стандартные проводящие экраны защищают устройства от нежелательных наводок за счет генерации противоположно направленного поля, отражая помехи и даже отводя наводки на землю. Однако это средство защиты фильтрует также защищаемый сигнал.

В идеальном случае необходимо сосредоточить в максимальной мере магнитное поле только в тех областях, где оно требуется, чтобы защитить остальные участки системы и повысить ее эффективность. С этой целью применяются материалы с большим значением μ′ и малым μ″ на рабочей частоте системы связи. В ассортименте компании Würth Elektronik имеется ряд изделий, которые удовлетворяют этим требованиям. К ним относятся, например, тонкие диэлектрические ферритовые пластины WE-FAS (см. рис. 3), которые изготовлены из полимера с наполнителем из ферритового порошка. Это очень гибкие пластины, магнитные свойства которых редуцированы из-за наличия полимера. Величина магнитной проницаемости пластин остается приемлемой в диапазоне до нескольких гигагерц. Кроме того, поскольку они поглощают электрическое поле, эти пластины хорошо подавляют электромагнитные помехи на высоких частотах.

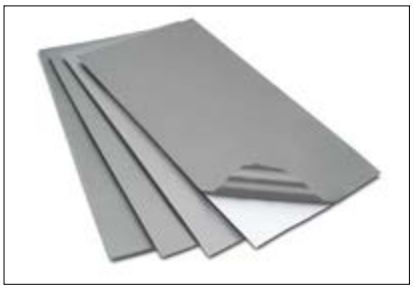


Рис. 3. **Тонкие поглощающие пластины WE-FAS**

На рисунке 4 показаны гибкие пластины WE-FSFS из спеченного ферритового материала. Эта новая линейка материалов обеспечивает высокую магнитную проницаемость и малые потери при очень небольшой толщине (более 0,1 мм). Пластины, состоящие из тонкого ферритового слоя с зазором, помещенного между клеящей лентой и слоем из полиэтилентерефталата (ПЭТФ), обладают отличными защитными и изоляционными свойствами, а также большим поверхностным удельным сопротивлением. Пластины обеспечивают хорошее управление магнитным потоком.



Рис. 4. **Гибкие пластины WE-FSFS со спеченным ферритом**

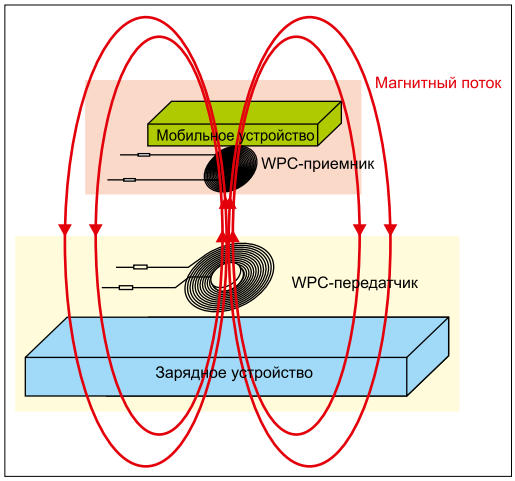


Рис. 5. Магнитный поток в отсутствие защитного экрана

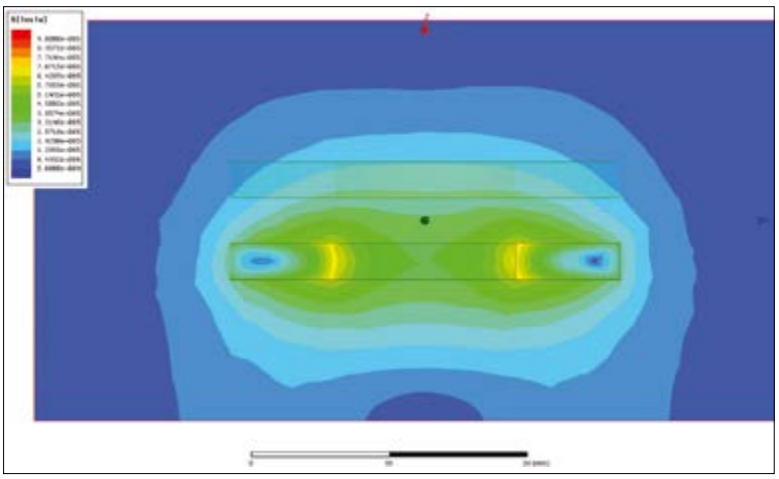


Рис. 6. **Распределение плотности магнитного потока в отсутствие защитного экрана (результат моделирования)**

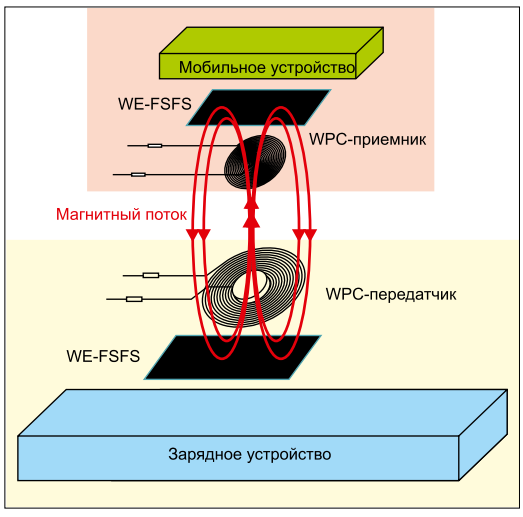


Рис. 7. **Беспроводная зарядка с использованием защитного экрана**

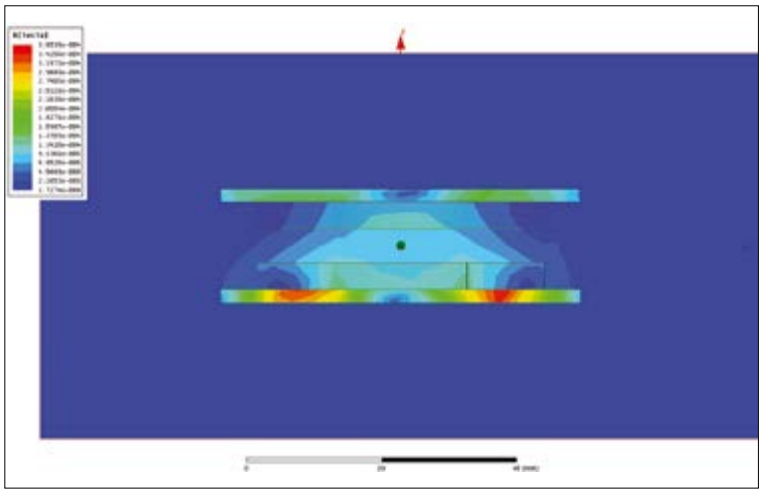


Рис. 8. **Распределение плотности магнитного потока при использовании защитного экрана (результат моделирования)**

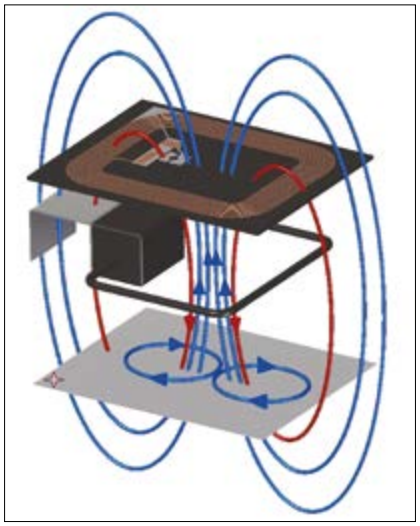


Рис. 9. **Связь NFC-RFID в отсутствие экранирования**

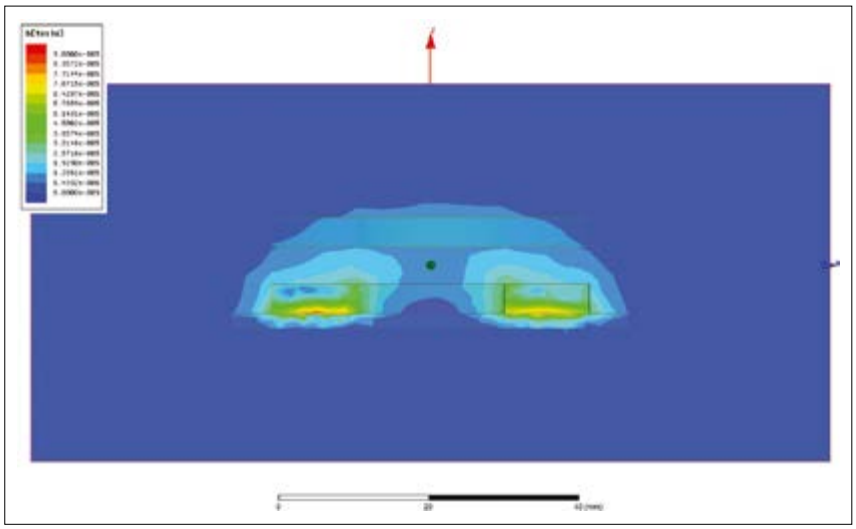


Рис. 10. **Влияние проводящего слоя на распределение магнитного потока (симуляция)**

Таблица 1. **Диапазоны рабочей частоты приложений при беспроводной передаче энергии**

Стандарты беспроводной зарядки	Диапазон рабочей частоты
WPC-Qi	100–205 кГц
PMA	277–357 кГц
A4WP	6,78 МГц
WCT	13,56 МГц

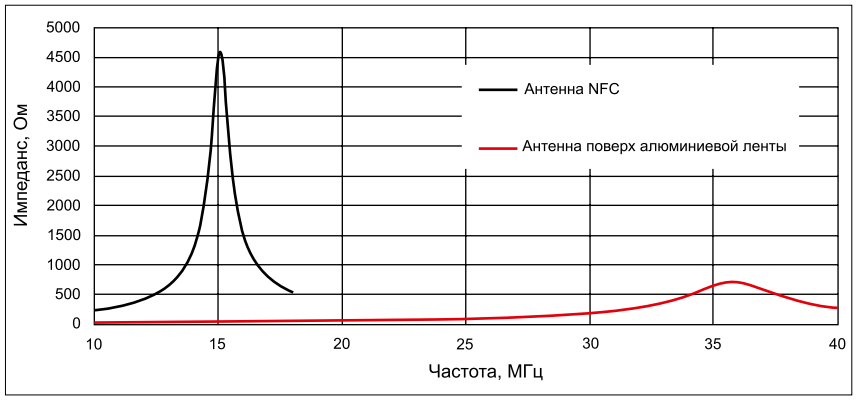


Рис. 11. **Влияние проводящего слоя (уход частоты и уменьшение добротности)**

БЕСПРОВОДНАЯ ПЕРЕДАЧА ЭНЕРГИИ

При передаче энергии с помощью магнитосвязанной пары катушек магнитный поток направляется от передатчика к приемнику. Окружающая среда используется в качестве обратного тракта. Как видно из рисунка 5, этот направленный поток проходит через приемник в заряжаемое устройство. Магнитное поле, проникая в проводящие элементы, вызывает в них нежелательные эффекты – саморазогрев. Из-за индуктивной связи возникают также контуры паразитного тока в проводящих материалах (например, в проводниках ИС, печатных плат), который создает ЭМП.

На рисунке 6 представлен результат моделирования магнитного потока. Видно, как этот поток, наибольшая концентрация которого приходится на питающий контур (зеленые и желтые участки), распространяется в сторону приемника. Часть этого потока находится за передатчиком (светло-голубые участки рисунка). Из рисунков 7–8 видно, что основная часть магнитного потока сосредоточена между катушками передатчика и приемника, если за ними установлены ферритовые пластины.

Известно несколько стандартов индуктивной зарядки на разных частотах (см. табл. 1). Магнитный материал пластины выбирается так, чтобы обеспечить наилучшие рабочие параметры (максимальное значение μ′ и минимальное μ″). Величина потерь μ″ у пластины WE-FSFS 354 меньше 2 до 2 МГц, тогда как μ′ превышает 200. Пластины этого типа являются отличным экраном для использования

Таблица 2. **Основные характеристики пластин WE-FSFS 354 и WE-FSFS 364**

Группа	Код заказа	Форма	Длина, мм	Ширина, мм	Высота, мм	$R_{поверх.}$, ГОм	μ′ при 1 МГц	μ′ при 13,56 МГц	μ″ при 1 МГц	μ″ при 13,56 МГц
WE-FSFS 354 (WPC-Qi, PMA)	354001	квадрат	120	120	0,1	>1	230	150	<2	90
	354002				0,2					
	354003				0,3					
	354004		60	60	0,1					
	354005				0,2					
	354006				0,3					
WE-FSFS 364 (A4WP, WCT)	364001		120	120	0,1		110	120		2
	364002				0,2					
	364003				0,3					
	364004		60	60	0,1					
	364005				0,2					
	364006				0,3					

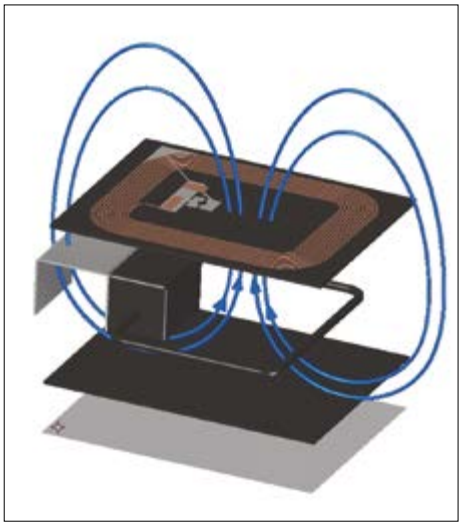


Рис. 12. **Экранирование устройств NFC-RFID**

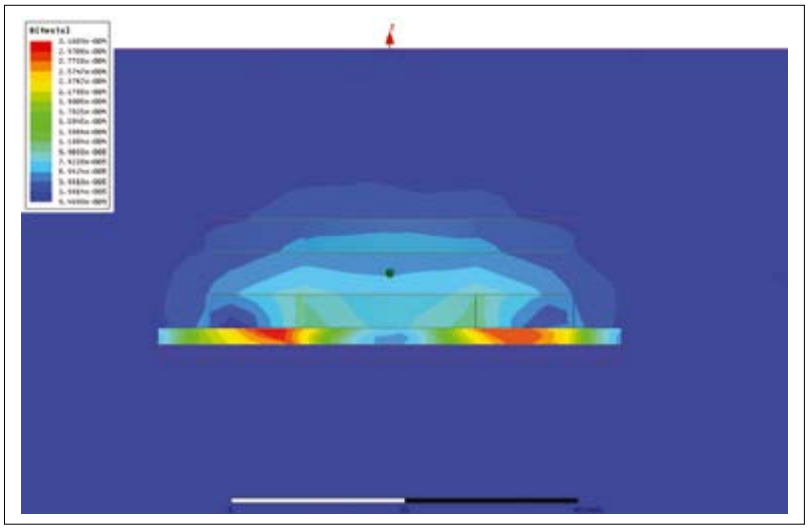


Рис. 13. **Результаты симуляции проводящего слоя с ферритовым экраном**

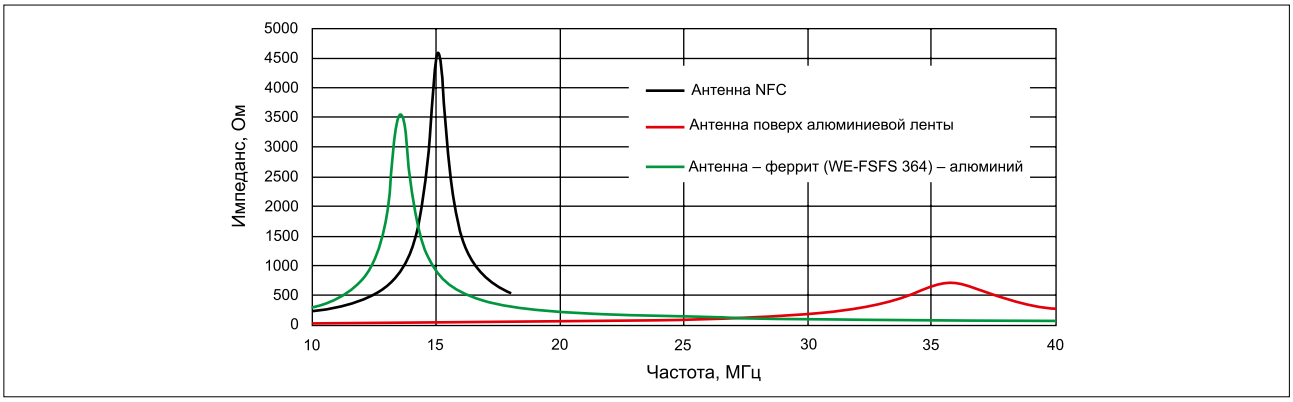


Рис. 14. **Влияние экрана (возвращение частоты к исходному значению и повышение добротности)**

в приложениях согласно стандартам Qi и PMA. При более высоких частотах наилучшим выбором являются пластины WE-FSFS 364 благодаря малым потерям ($\mu''<2$) до 13,56 МГц; при этом μ' больше 100.

ТЕХНОЛОГИЯ NFC

К приложениям, в которых применяется технология NFC, относятся платежи с мобильных устройств, оплата билетов в общественном транспорте и управление доступом. Для обмена данными используется частота 13,56 МГц. Катушки индуктивности излучающего и приемного устройств настроены так, чтобы эта частота была резонансной. Как правило, в состав данных устройств входят согласующие цепи.

Однако наличие проводящей поверхности (например, батареи, заземления, металлического корпуса) препятствует нормальной связи из-за эффектов экранирования этих устройств. Поток, генерируемый считывающим устройством (см. синие эллипсы на рисунке 9), проходит по проводящему слою, вызывая вихревые токи.

Эти токи генерируют противоположно направленный поток (см. красные эллипсы на рисунке 9), уменьшая эффективность связи. На рисунке 9 показана связь между устройствами в отсутствие экранирования, а на рисунке 10 – результаты моделирования того, как влияет проводящий слой на распределение магнитного потока. В то же время проводящий материал, находящийся рядом с одной из катушек устройств, уменьшает их индуктивность. В результате резонансная частота схемы возрастает по сравнению с расчетным значением, что увеличивает число отказов и препятствует эффективному установлению связи.

Уменьшение индуктивности вызвано увеличением потерь в катушках из-за потерь в проводящем материале, обусловленных вихревыми токами. В результате возрастает сопротивление катушки по постоянному току, а добротность контура падает (см. рис. 11).

Согласующей схеме очень трудно компенсировать изменение частоты и добротности. Ферритовая пластина WE-FSFS 364 с большим значением μ' на частоте 13,56 МГц перенаправляет этот поток за пределы проводящего слоя, позволяя избежать появления вихревого тока (см. табл. 2).

В силу малого значения μ'' при той же частоте потери на сопротивлении R существенно не вырастают, и обеспечивается высокая добротность резонансного контура (см. рис. 12–14).

ВЫВОДЫ

Анализ и измерения параметров индуктивно связанных устройств показали, что эти параметры можно улучшить путем использования ферритовых материалов (в первую очередь, ферритовых пластин). Управляя магнитным потоком, эти материалы обеспечивают превосходное экранирование устройств в таких критичных к помехам приложениях как передача электроэнергии и беспроводная связь ближнего радиуса действия.

Выбор правильных материалов в соответствии с рабочей частотой приложения, использование максимального значения μ' и минимального μ'' наряду с корректным размещением компонентов на печатной плате обеспечивает высокую эффективность переноса. В то же время следует минимизировать влияние посторонних полей, которые вызывают нежелательные помехи и нагревание устройств. Благодаря отличным рабочим характеристикам и малой толщине гибких пластин WE-FSFS со спеченным ферритом от компании Würth Elektronik достигаются высокие значения эффективности и более высокие уровни интеграции электронных систем.

ГИБКИЕ ФЕРРИТОВЫЕ ПЛАСТИНЫ WE-FSFS И ИХ ВЫБОР

ХОРХЕ ВИКТОРИЯ АВИР (JORGE VICTORIA AHUIR), Würth Elektronik eiSos

В статье рассматривается структура, физические свойства и параметры гибких ферритовых пластин серии WE-FSFS от компании Würth Elektronik eiSos, которые применяются в высокочастотной технике для эффективного поглощения электромагнитного излучения.

ПЛАСТИНЫ WE FSFS

Гибкие ферритовые пластины компании Würth Elektronik eiSos (WE-FSFS) предназначены для высокоэффективного управления магнитным потоком. Корректное управление этим потоком улучшает качество передачи энергии и данных в системах с индуктивной связью (NFC, RFID, Wireless Power и т. д.), благодаря чему повышается эффективность приложений и увеличивается дальность связи.



Рис. 1. **Пластина WE-FSFS**

Поскольку размер и вес современных электронных устройств являются критичными параметрами в современных электронных устройствах, ферритовые материалы последнего поколения в пластинах WE-FSFS (см. рис. 1) обеспечивают оптимальные результаты при минимальной толщине.

Пластины WE-FSFS состоят из следующих трех слоев (см. рис. 2):

- защитный слой из полиэтилентерефталата (ПЭТ). Высокое удельное поверхностное сопротивление и сила сцепления обеспечивают защиту ферритового слоя;
- основу пластины составляет предварительно изготовленный ферритовый слой из спекаемого материала. Этот слой обеспечивает концентрацию внешних магнитных полей и управление ими;
- клеевой слой с высокой адгезионной прочностью, которая позволяет защитить ферритовый слой и удержать пластину на изделии.

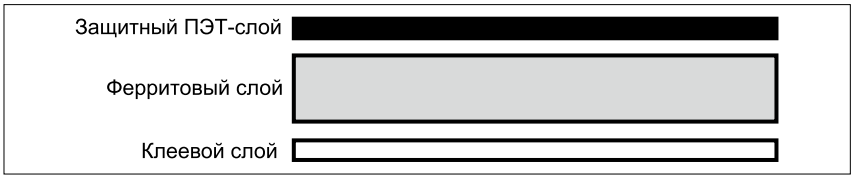


Рис. 2. **Структура пластины WE-FSFS**

МАГНИТНАЯ ПРОНИЦАЕМОСТЬ

Электромагнитные характеристики материалов WE-FSFS определяются их относительной магнитной проницаемостью (см. рис. 3), где μ‘ – идеальная магнитная проницаемость, которая обусловливает способность материала концентрировать и перенаправлять магнитный поток. С увеличением μ‘ пластины WE-FSFS в большей мере концентрируют магнитный поток, повышая качество передачи данных и энергии;

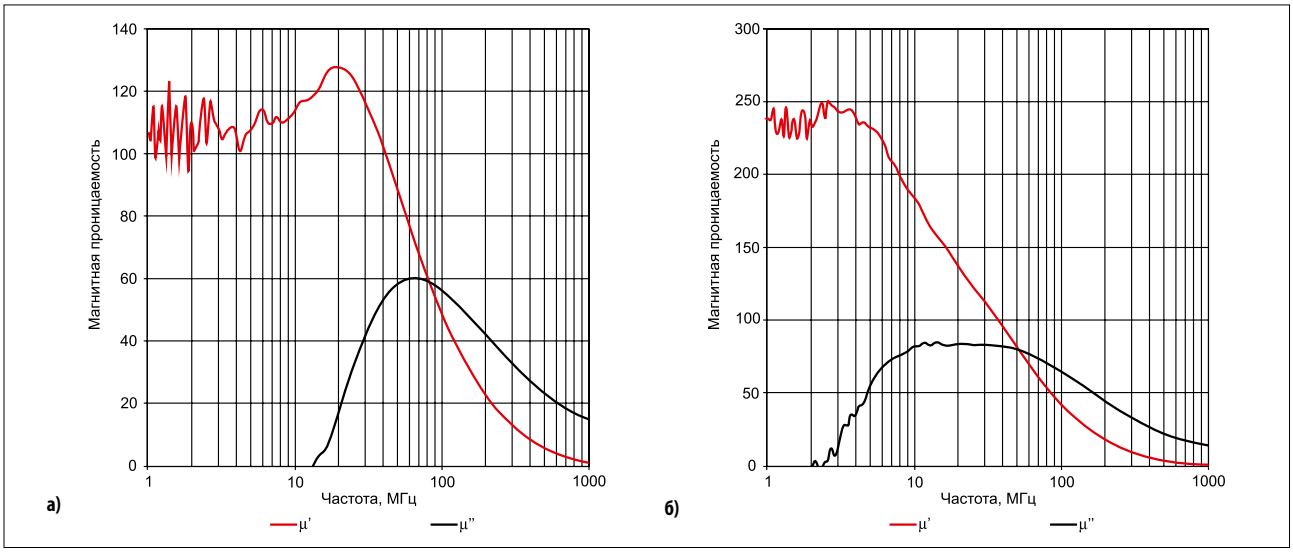


Рис. 3. **Относительная магнитная проницаемость материалов 364 и 354**

μ“ – потери в материале, которые обусловлены преобразованием части магнитного потока в тепло. Обладая высокими значениями μ“, пластины WE-FSFS хорошо поглощают помехи и преобразуют их в тепло.

Поскольку и μ‘, и μ“ зависят от частоты, необходимо тщательно выбирать материал для каждого конкретного приложения. Например, для RFID-меток, работающих в диапазоне 13,56 МГц, лучше всего подойдет материал 364, который перенаправляет сигналы на рабочей частоте и поглощает сигналы с частотой выше 13,56 МГц (помехи).

ГИБКОСТЬ

Благодаря своей структуре пластины WE-FSFS, несмотря на малую толщину, имеют достаточную прочность, которая обеспечивает их надежную транспортировку, хранение и монтаж. Ферритовый слой разделяется лазером на квадраты размером 2×2 мм, защищенные с одной стороны ПЭТ-слоем, а с другой – двухсторонним клеевым слоем. Эта структура допускает многократные сгибания, которые не ухудшают ее электромагнитные характеристики.

ИСПЫТАНИЯ НА ИЗГИБ

Для подтверждения электромагнитных характеристик WE-FSFS компания Würth Elektronik eiSos провела испытания на изгиб (см. рис. 4).

Пластину изгибали под радиусом 10 см и выдерживали в этом положении 30 с. Этот цикл повторялся 20 раз. Затем измерялись электромагнитные характеристики образцов, чтобы установить их соответствие спецификациям.

ТОЛЩИНА

После выбора требуемого материала выбирается его толщина. Чем она больше, тем лучше ферритовая пластина перенаправляет магнитный поток, поглощает помехи и выше индуктивность катушки. Мы рассмотрим эти эффекты на трех образцах.

УВЕЛИЧЕНИЕ ИНДУКТИВНОСТИ

Благодаря большому значению μ‘ пластина WE-FSFS, установленная поверх плоской катушки, увеличивает ее индуктивность (см. рис. 5), не ухудшая добротность. Тот же эффект наблюдается в результате установки ферритового сердечника в традиционные соленоидные катушки. Инженеры компании протестировали влияние пластин WE-FSFS с материалом 354 разной толщины на печатную катушку индуктивности (см. табл. 1).

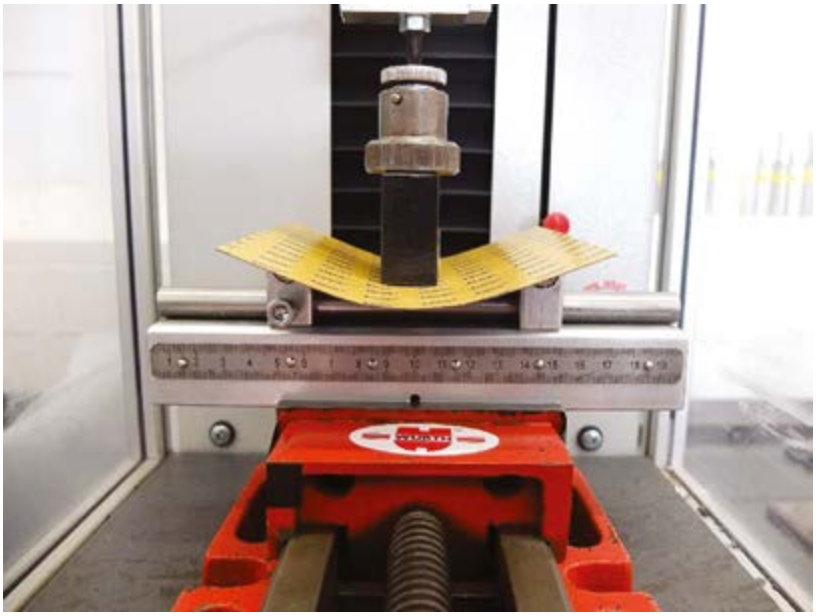


Рис. 4. **Испытание пластины WE-FSFS на изгиб**

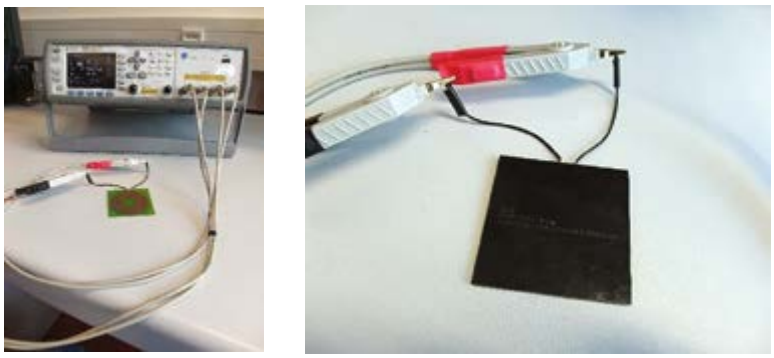


Рис. 5. **Измерение влияния толщины пластины на индуктивность печатной катушки**

Таблица 1. **Результаты влияния пластин WE-FSFS 354 разной толщины на печатную катушку индуктивности**

	Печатная катушка	Печатная катушка и пластина WE-FSFS 354 толщиной 0,1 мм	Печатная катушка и пластина WE-FSFS 354 толщиной 0,2 мм	Печатная катушка и пластина WE-FSFS 354 толщиной 0,3 мм
Индуктивность, мкГн	8,4	12,8	13,6	14,2

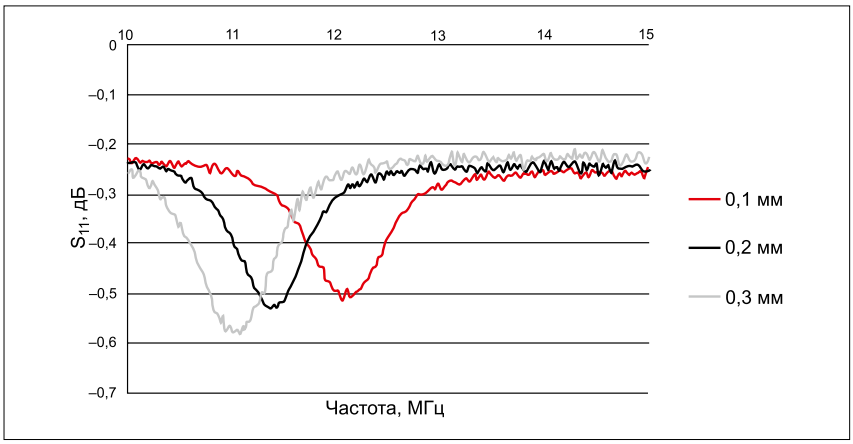


Рис. 6. **Влияние толщины ферритовой пластины на резонансную частоту**

ПЕРЕНАПРАВЛЕНИЕ МАГНИТНОГО ПОТОКА

Если металлическую пластину установить рядом с RFID-антенной, затрудняется ее функционирование. Генерируемый антенной магнитный поток при пересечении поверхности металла создает в нем вихревые токи. В результате индуктивность антенны уменьшается, и повышается резонансная частота. При существенном отклонении резонансной частоты от величины 13,56 МГц передача данных прекращается.

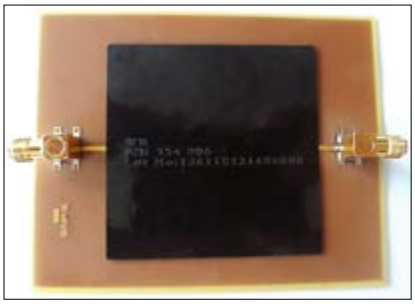


Рис. 7. **Испытательная установка с микрополосковой линией**

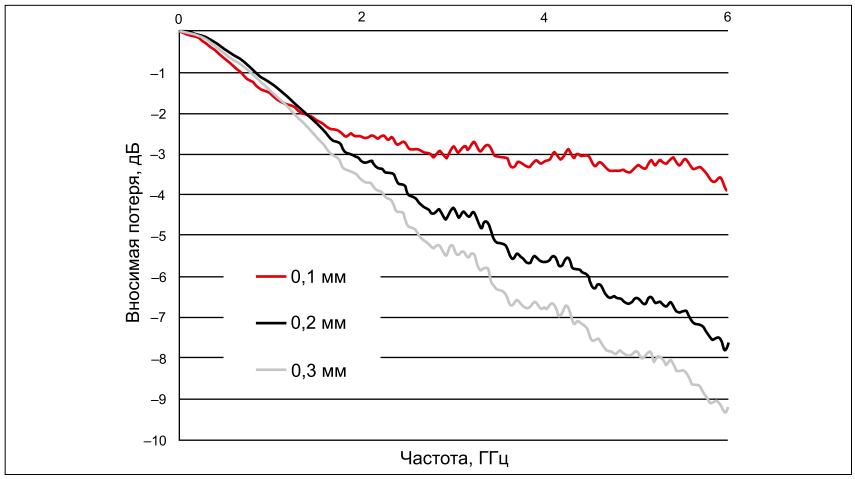


Рис. 8. **Вносимое затухание (S_{21}) в микрополосковую линию**

Этот эффект нивелируется, если установить между антенной и металлической поверхностью ферритовую пластину, которая увеличивает индуктивность антенны и смещает резонанс в область более низких частот. Чем толще пластина, тем больше смещение. Толщина пластины подбирается для каждого конкретного приложения.

Установив ферритовые пластины WE-FSFS 364 разной толщины между RFID-антенной и алюминиевой пластиной толщиной 2 мм, инженеры компании измерили уход резонансной частоты антенны (см. рис. 6).

ПОГЛОЩЕНИЕ ПОМЕХ

Благодаря большой величине μ" в широком диапазоне частот пластины WE-FSFS применяются для поглощения помех. При увеличении толщины пластины растет ее теплоемкость и, соответственно, способность преобразовывать энергию в тепло.

Чтобы доказать это утверждение, инженеры компании установили пластины WE-FSFS размером 60×60 мм на микрополосковую линию передачи и измерили потери на поглощение (см. рис. 7–8).

РАЗМЕРЫ

Размер и форма пластин WE-FSFS оптимизируются в зависимости от конкретных требований приложения. По запросу компания поставляет пластины специфической конфигурации (см. рис. 9). Необходимо учитывать структуру ферритовой пластины квадратной формы размером 2×2 мм и по возможности избегать возникновения острых углов и тонких перемычек.

Заметим, что пластины WE-FSFS, размеры которых превышают 120×120 мм, компания не производит. При необходимости обеспечить большую площадь покрытия рекомендуется использовать несколько листов, что практически не ухудшает характеристики приложения.

В таблице 2 приведены параметры пластин WE-FSFS.

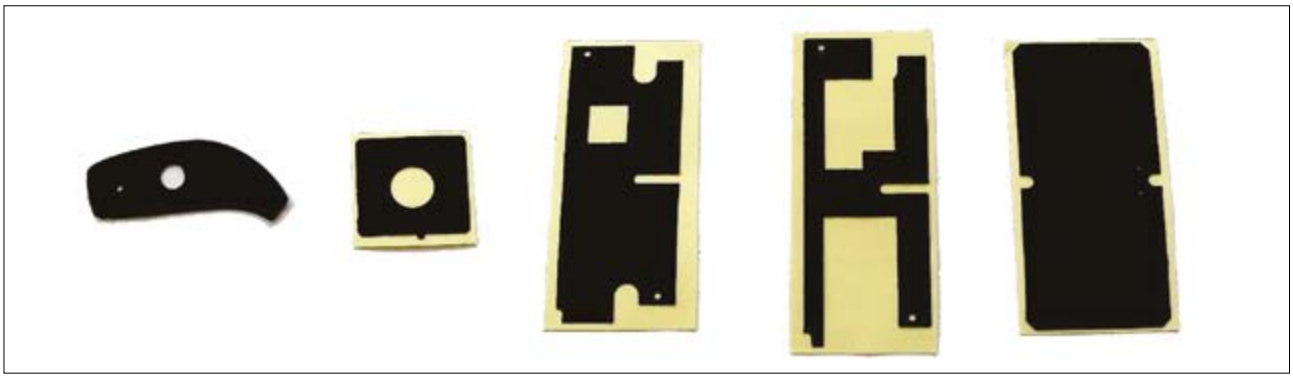


Рис. 9. **Примеры заказных пластин WE-FSFS**

Таблица 2. **Параметры пластин WE-FSFS**

Пластина	Код заказа	Д, мм	Ш, мм	В, мм	$R_{поверх}$, ГОм	μ' при 1 МГц	μ" при 13,56 МГц	μ' при 1 МГц	μ" при 13,56 МГц
WE-FSFS 354 (WPC-Qi, PMA)	354001	120	120	0,1	> 1	230	150	< 2	90
	354002	120	120	0,2	> 1	230	150	< 2	90
	354003	120	120	0,3	> 1	230	150	< 2	90
	354004	60	60	0,1	> 1	230	150	< 2	90
	354005	60	60	0,2	> 1	230	150	< 2	90
	354006	60	60	0,3	> 1	230	150	< 2	90
WE-FSFS 364 (RFID, NFC, A4WP, WCT)	364001	120	120	0,1	> 1	110	120	< 2	2
	364002	120	120	0,2	> 1	110	120	< 2	2
	364003	120	120	0,3	> 1	110	120	< 2	2
	364004	60	60	0,1	> 1	110	120	< 2	2
	364005	60	60	0,2	> 1	110	120	< 2	2
	364006	60	60	0,3	> 1	110	120	< 2	2

КОНЦЕПЦИЯ ЭФФЕКТИВНОГО EMI-ЭКРАНИРОВАНИЯ

ЛОРАН ФОЛКЕЛЬ (LORANDT FÖLKEL)
Перевод: **ЕВГЕНИЙ КАРТАШЕВ**

Несмотря на широкое обсуждение и наличие рекомендаций по проектированию конструкции преобразователей для обеспечения электромагнитной совместимости (EMC) компонентов, взаимодействие между различными функциональными группами в устройствах может привести к нежелательным побочным эффектам, проявляемым при проведении лабораторных тестов EMC. Даже при установке изделия в металлический корпус может случиться так, что уровень излучаемых помех превысит пороговое значение.

ЧТО ПРОИСХОДИТ?

В большинстве случаев металлический корпус сам по себе не является частью электронной системы и разрабатывается отдельно конструкторами механической части изделия. Они предусматривают в корпусе отверстия, необходимые, например, для прокладки кабелей, вентиляции, установки кнопок управления, динамиков, датчиков и дисплеев. Все это может привести к заметному ухудшению экранирующего эффекта. При наличии отверстий в металлическом корпусе, а также при соединении его частей невозможно обеспечить полную герметизацию без применения специальных накладок, в результате чего появляются пути для прохождения радиочастотных (RF) излучений.

ПОЧЕМУ ЭТО ПРОИСХОДИТ

Если посмотреть на плоскую поверхность металла под микроскопом, становятся хорошо видны ее дефекты. Можно обнаружить, что материал неравномерный, с шероховатостями на поверхности. Поэтому при соединении двух частей металлического корпуса между ними не образуется непрерывное соединение. Следовательно, в месте сочленения экран прерывается неоднородностями, и с точки зрения RF-техники данную область можно считать чрезвычайно уязвимой. Щели и отверстия, которые образуются вследствие шероховатости поверхностей, создают «открытые ворота» для проникновения коротковолнового излучения в экранированную камеру и из нее (рис. 1).

ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО РЕШЕНИЮ ПРОБЛЕМЫ

Решением проблемы является герметизация «апертур», образующихся из-за дефектов поверхностей. Для этой цели отлично подходят токопроводящие текстильные прокладки WE-LT (рис. 2).

Доступные профили электропроводящих прокладок показаны на рис. 3.

К проводящим прокладкам предъявляются разные требования, которые зависят от их назначения. На основании практического опыта выработаны следующие минимальные стандарты:

- UL94-V0 — утвержденная комбинация материалов (необходима, если конечный продукт предназначен для рынка США);
- защита против жестких условий окружающей среды (пыль/влажность);
- хорошая поверхностная проводимость для получения низкоомного соединения;
- двухсторонняя адгезивная поверхность для фиксации и монтажа.

Для применения токопроводящих прокладок требуется воздействие определенного минимального давления, позволяющего поддерживать переходное сопротивление на стабильно низком уровне (рис. 4). Долговременные исследования при разных уровнях сжатия показали, что монтажное давление влияет на временные характеристики проводимости (рис. 5). Устойчивое сжатие по меньшей мере 50% контактной поверхности необходимо, чтобы поддерживать низкое и стабильное переходное сопротивление в течение длительного времени.

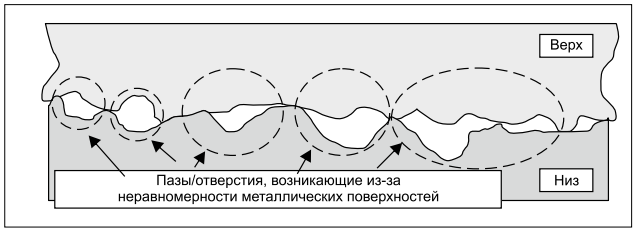


Рис. 1. **Снижение экранирующего эффекта из-за наличия «апертур»**

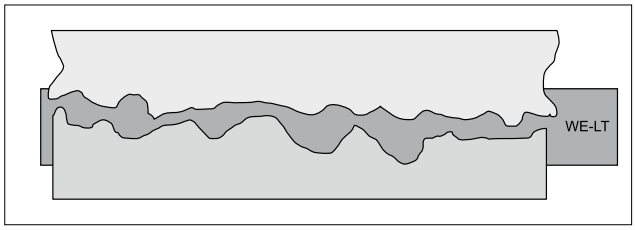


Рис. 2. **Герметизация щелей и «апертур» с помощью электропроводящих прокладок WE-LT**

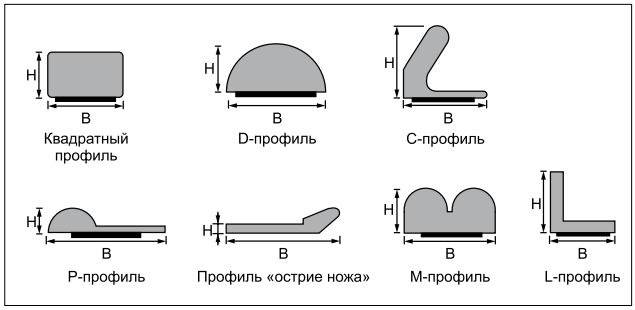


Рис. 3. **Профили прокладок WE-LT**

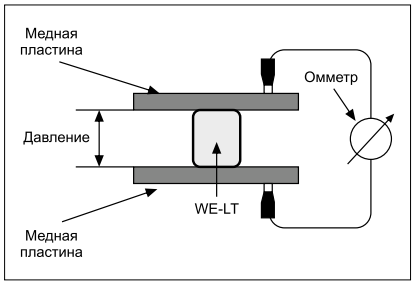


Рис. 4. **Установка для проверки зависимости поверхностного сопротивления WE-LT от давления**

Таблица 1. **Основные показатели защиты IP**

Первая цифра: защита от инородных твердых тел	
IP0X	Нет специальной защиты
IP1X	Крупные инородные тела (кулак), диам. > 50 мм
IP2X	Средние инородные тела (палец), диам. > 12 мм
IP3X	Инструменты, провода и т. д. толщиной более 2,5 мм; мелкие инородные тела, диам. > 2,5 мм
IP4X	Инструменты, провода и т. д. толщиной >1 мм; гранулированные инородные тела, диам. >1 мм
IP5X	Некоторое количество пыли может проникать внутрь, однако это не нарушает работу устройства. Полная защита от контакта
IP6X	Полная защита от пыли
Вторая цифра: защита от воды, жидкостей	
IPX0	Нет специальной защиты
IPX1	Вертикальные капли воды/конденсация/слабый дождь
IPX2	Вода распыляется под углом (до 15° от вертикали), слабый дождь с ветром
IPX3	Брызги воды (любое направление до 60° от вертикали), сильный ливень
IPX4	Брызги воды со всех направлений (допускается ограниченное проникновение), разбрызгивание
IPX5	Струи воды низкого давления со всех направлений (допускается ограниченное проникновение), вода из шланга, направленного вниз
IPX6	Сопла высокого давления со всех сторон (допускается ограниченное проникновение), вода из шланга, направленного вниз, например на палубе корабля
IPX7	Временное погружение, погружение в бак на глубину 15 см — 1 м
IPX8	Постоянное погружение под давлением для использования на титановых спасательных судах

Таблица 2. **Пригодность материалов для использования с WE-LT**

+	Алюминий (Al)
+	Железо (Fe)
+	Родий (Rh)
++	Серебро (Ag)
–	Гальванизированная сталь
++	Титан (Ti)
–	Цинк (Zn)
++	Олово (Sn)
++	Хром / серебро, нержавеющая сталь 13%, хром (пассивный)
++	Хромированная сталь 18%, латунь (La)
++	Нержавеющая сталь 13%, хром (активный)
++	Нержавеющая сталь 18%, хром 8%, никель (пассивный)
––	Магниевые сплавы
++	Монель, никель (Ni), медь (Cu)
+	Платина (Pl), золото (Au), углерод (C)

Примечания. –– Не подходит, – не рекомендуется, + рекомендуется, ++ хорошо подходит.

Типовое поверхностное сопротивление WE-LT ниже 8 мОм. Достигнутый экранирующий эффект составляет около 80 дБ на частоте 100 МГц и приблизительно 75 дБ на частоте 1 ГГц (согласно стандарту MIL 285). Одновременно наблюдается и положительный побочный эффект: прокладки обеспечивают класс защиты IP 54 от проникновения пыли и воды (табл. 1).

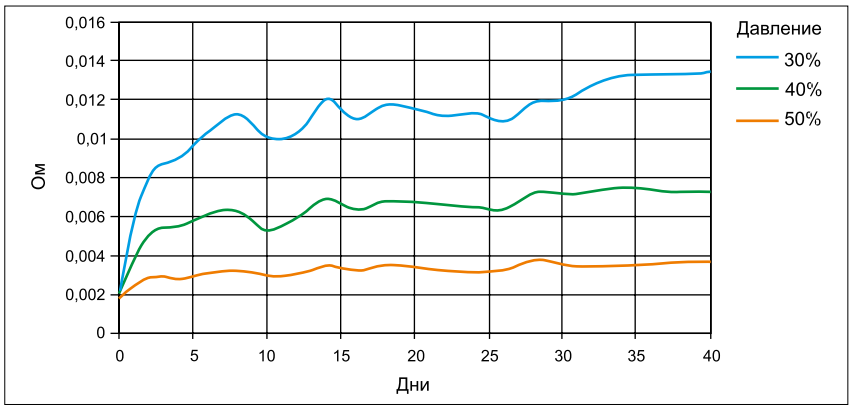


Рис. 5. **Временная зависимость поверхностного сопротивления при разных уровнях давления**



Рис. 6. **Проводящие нейлоновые клипсы**



Рис. 7. **Заземляющие ремни**

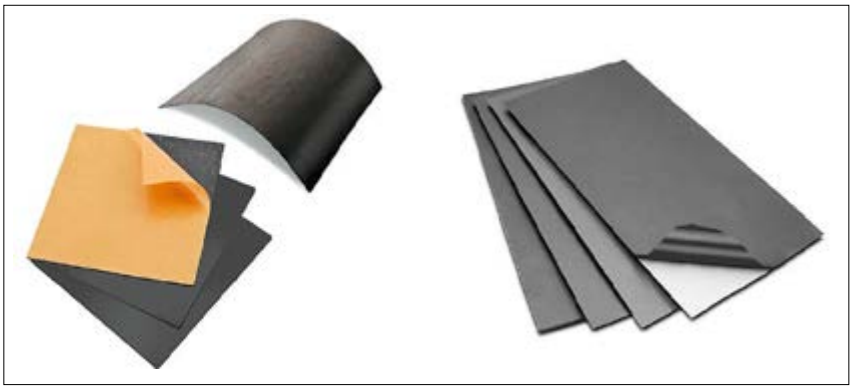


Рис. 8. **Гибкие листовые абсорберы**

При соприкосновении разных токопроводящих материалов происходит гальванический процесс, который приводит к коррозии контактных поверхностей. В результате возникает оксидный слой, изолирующий поверхности друг от друга вместо того, чтобы обеспечить хорошее электрическое соединение. Для практических применений необходимо учесть сведения, изложенные в таблице 2, демонстрирующие возможность использования WE-LT с различными материалами и, следовательно, гарантирующие долговременную надежность.

ЭФФЕКТИВНОЕ МЕХАНИЧЕСКОЕ/ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ СОЕДИНЕНИЕ ДЛЯ МИНИМИЗАЦИИ ШУМОВ

Еще одна распространенная ошибка, возникающая при заземлении экранированного кабеля, состоит в использовании витой пары (так называемые «свиные хвостики») слишком большой длины. Результатом является высокое сопротивление соединения, не обеспечивающее хороших условий для прохождения шумовых сигналов в цепь заземления. Рекомендуется, чтобы все связи кабельных экранов с «землей» имели низкий импеданс. Эта задача легко решается с помощью проводящих нейлоновых клипс (рис. 6).

Проводящие нейлоновые клипсы могут использоваться с кабелем диаметром 3–15 мм. Они очень гибкие, чрезвычайно легкие и не имеют острых краев. Таким образом, кабель надежно подключается и хорошо фиксируется на печатной плате (PCB) без риска повреждения экрана. Связь между PCB и кожухом (корпусом) должна быть учтена при рассмотрении проблемы EMC. Обычно для данной цели применяются стальные шпильки-проставки, но это не лучшее решение из-за неопределенных параметров соединения печатной платы с «землей». В данном случае предпочтительно другое решение — использование заземляющих ремней (рис. 7). Они

гарантируют надежную связь в широком диапазоне частот, что обеспечивает свободное прохождение шумовых сигналов и снижение их уровня.

Если в одном корпусе находится несколько печатных плат, расположенных очень близко друг к другу, между некоторыми PCB возникает связь, параметры которой почти невозможно проанализировать. Это взаимодействие происходит на высоких частотах и может быть подавлено путем установки металлических кожухов вокруг печатных плат. Подобная система, называемая «зонной», полезна, но в большинстве случаев оказывается слишком дорогой. Гораздо более эффективным решением являются гибкие листовые абсорберы (рис. 8), которые наклеиваются на печатную плату. Лист феррита имеет присоединенный к нему двусторонний адгезивный слой. Эти абсорбирующие материалы не нуждаются в заземлении или подключении к любому другому устройству (рис. 9). За счет очень высокой гибкости они могут быть отформованы даже по поверхности других компонентов (необходимо избегать высоких температур!). Экранирование реализуется за счет механизма поглощения энергии магнитного поля и превращения ее в тепловую (величина градиента DK не может быть измерена).

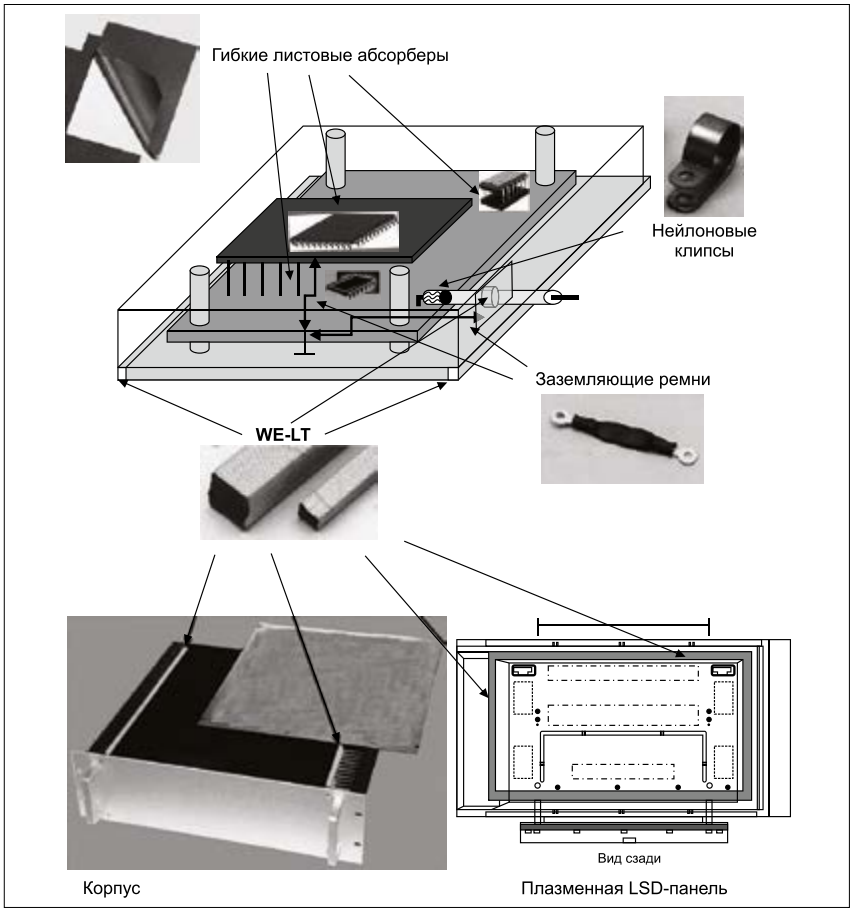


Рис. 9. **Примеры применения**

МЕТОДЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ГИБКИХ ПОГЛОЩАЮЩИХ ПЛАСТИН WE-FAS

ХОРХЕ-ВИКТОРИЯ АВИР (JORGE VICTORIA AHUIR), компания Wurth Electronics

Электромагнитные помехи (ЭМП) стали серьезной проблемой в электронных цепях. Последствия их воздействия непредсказуемы и разрушительны. За последние годы влияние ЭМП выросло за счет ряда факторов, включая повышение рабочей частоты устройств, высокую степень интеграции электронных систем, большую плотность мощности, а также уменьшение толщины печатных плат и их размеров. В статье рассматриваются гибкие поглощающие пластины WE-FAS, позволяющие успешно бороться с ЭМП.

К наиболее распространенным средствам решения проблем с ЭМП является экранирование систем проводящими материалами – например, защитным корпусом, фольговой лентой или проводящими прокладками. Однако многие части большого количества электронных устройств работают на высокой частоте, и проблемы с ЭМП не решаются с помощью проводящих экранов.

В таких случаях для подавления нежелательных высокочастотных электромагнитных компонентов применяются гибкие поглощающие пластины серии WE-FAS из полимера, заполненного порошковым ферритом (см. рис. 1).



Рис. 1. **Гибкие поглощающие пластины серии WE-FAS**

СВОЙСТВА ПОГЛОЩАЮЩИХ ПЛАСТИН

Одним из наиболее важных параметров, описывающих способность материалов поглощать прямые и рассеянные ЭМП, является μ" – комплексная магнитная проницаемость μ материала, характеризующая сдвиг фаз между индукцией и напряженностью магнитного поля при синусоидальном воздействии. Величина этой магнитной проницаемости определяется составом и структурой материала. Действительная часть характеризует запасенную энергию или индуктивную составляющую, а мнимая – поглощенную энергию:

$$\mu_r = \mu_r' - j\mu_r''. \quad (1)$$

Поведение этих параметров зависит от их состава и частоты. Зная, в каком частотном диапазоне уровни помех превышают максимально допустимые значения, можно установить баланс между потерями на отражение и магнитными потерями в зависимости от приложения и вида электромагнитного шума.

На рисунке 2 показаны разные частотные зависимости комплексной магнитной проницаемости нескольких гибких поглощающих пластин серии WE FAS.

Поскольку магнитная проницаемость зависит от частоты, следует корректно выбирать материал исходя из того частотного диапазона, в котором требуется подавить помехи. Стандартные спецификации не предоставляют такой информации – в них даются только общие параметры, а не составляющие поглощения и отражения. В таблице представлены основные параметры пластин серии WE-FAS.

Бывает трудно оценить эффективность поглощающего материала, т. к. она является результатом взаимодействия множества переменных параметров помимо магнитной проницаемости поглощающего материала. К этим переменным относятся толщина пластины, ее размеры и форма, а также расстояние между источником шума и поглощающим материалом. Таким образом, чаще всего невозможно оценить уровень подавления шума, которое обеспечи-

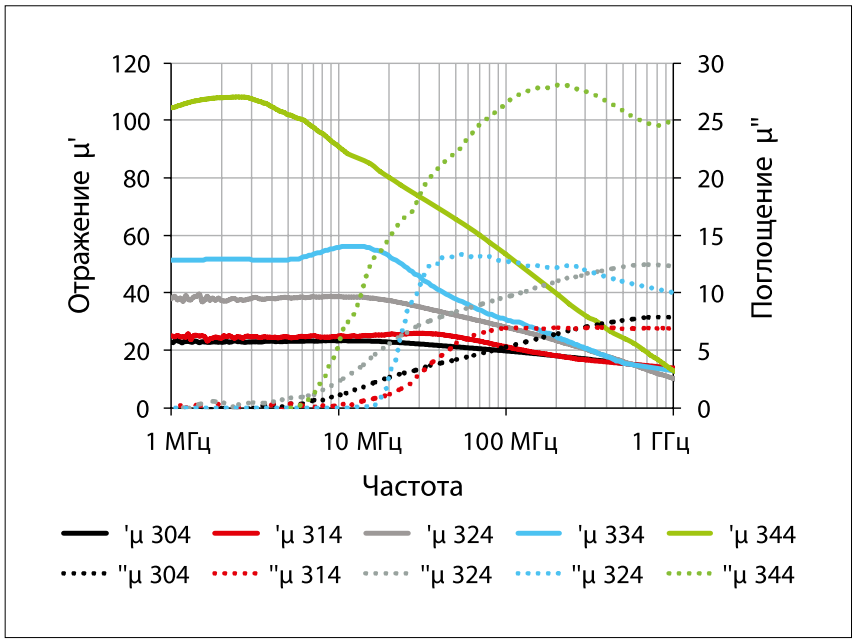


Рис. 2. **Магнитная проницаемость материалов гибких поглощающих пластин**

вается конкретным материалом. Чтобы изучить этот эффект в более сложных системах, следует воспользоваться действительными результатами, полученными с помощью экспериментальных методов определения характеристик.

Измерить поглощающую способность можно с помощью экспериментальной установки, которая позволяет оценить разные характеристики материалов пластин. Мы рассмотрим несколько экспериментальных тестов и опишем их использование для определения характеристик поглощающих материалов.

МЕТОД МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ

Данный метод позволяет оценить характеристики гибких поглощающих пластин в системах с линиями передачи данных путем экспериментальной процедуры, которая позволяет протестировать несколько пластин с разным составом или толщиной, обеспечивающих максимальное затухание мощности в линиях передачи конкретных приложений.

В высокочастотных шинах данных в мегагерцовом или гигагерцовом диапазонах могут появиться кондуктивные помехи при коммутации цифровых сигналов. Для подавления этих помех поглощающая пластина устанавливается на шину данных, как показано на рисунке 3. Пластина работает как низкочастотный фильтр, поглощающий или ослабляющий кондуктивный шум.

Для оценки затухания кондуктивного шума на печатной плате или шумового тракта с установленной пластиной в испытательной установке применяется микрополосковая линия. С этой целью в электронной схеме моделируется сигнал шума, позволяющая определить способность образца к поглощению.

Микрополосковая линия в рассматриваемом испытании состоит из платы с печатным полосковым проводником и двух разъемов под поверхностный монтаж, установленных на краях платы. В состав микрополосковой линии входит диэлектрик ПТФЭ (длина: 100 мм; ширина: 50 мм; толщина: 1,6 мм), медный полосковый проводник (длина: 54,4 мм; ширина: 4,4 мм; толщина: 0,018 мм) и медная земляная шина на основании платы (длина: 100 мм; ширина: 50 мм; толщина: 0,018 мм). Разъемы, которые находятся на противоположной стороне микрополосковой линии, подключаются к ее концам через два сквозных отверстия.

Величину коэффициента поглощения можно получить, сравнивая отношение мощностей в линии передачи до и после установки поглощающей пластины в испытательное оборудование. Для проведения измерений каждый конец

Таблица. **Параметры пластин серии WE-FAS**

Номер компонента	Толщина, мм	μ' (тип.) при 1 МГц	Размеры, мм
304 03S	0,3	23	330×210
304 05S	0,5	23	330×210
304 10S	1,0	23	330×210
314 01	0,1	25	297×210
314 02	0,2	25	297×210
314 03	0,3	25	297×210
324 01S	0,1	39	297×210
324 02S	0,2	39	297×210
324 03S	0,3	39	297×210
324 05S	0,5	39	297×210
324 075S	0,75	39	297×210
324 10S	1,0	39	297×210
334 01	0,1	55	297×210
334 02	0,2	55	297×210
334 03	0,3	55	297×210
344 01	0,1	100	297×210
344 02	0,2	100	297×210
344 03	0,3	100	297×210

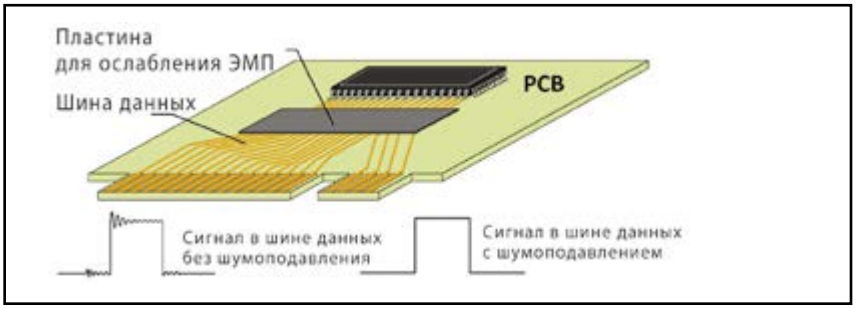


Рис. 3. **Приложение с линией передачи**

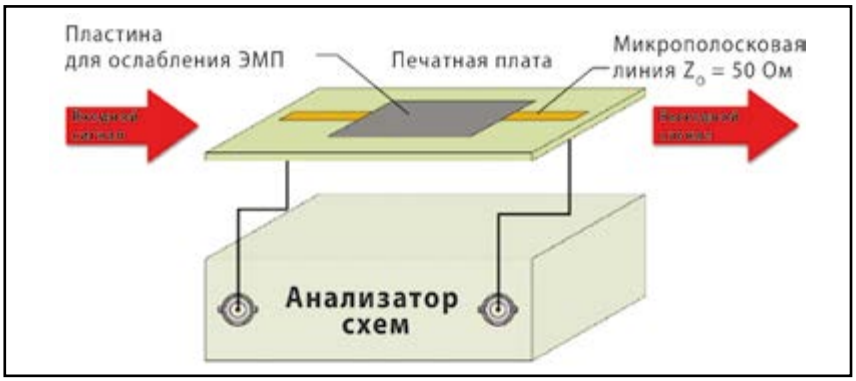


Рис. 4. **Схема измерения затухания с помощью микрополосковой линии**

коаксиального кабеля анализатора схем подключается к каждому порту испытательной схемы (см. рис. 4). Анализатор схем настраивается как источник и приемник сигналов для измерения параметров S21.

На рисунке 5 представлены результаты измерения затухания разных материалов толщиной 0,3 мм. В этом случае в испытательной установке использовалась микрополосковая линия.

На рисунках 6–7 для сравнения показаны результаты измерения затухания в других материалах WE-FAS разной толщины.

МЕТОД КОАКСИАЛЬНОЙ ЛИНИИ

Экспериментальный метод с использованием коаксиальной линии позволяет изучить затухание шума в материалах, применяющихся для подавления ЭМП в резонансных полостях. Как известно, помехи цепей вызывают резонанс в замкнутом пространстве корпуса, что может привести к серьезным проблемам и даже нарушить нормальную работу системы.

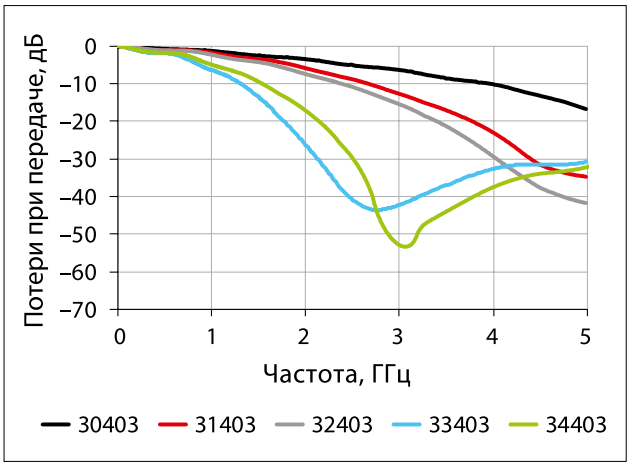


Рис. 5. **Значения коэффициента передачи разных материалов серии WE-FAS толщиной 0,3 мм**

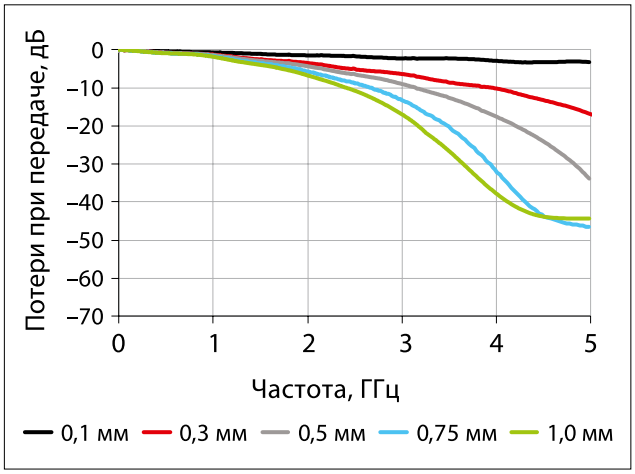


Рис. 6. **Результаты измерения затухания в материале WE-FAS 304 разной толщины**

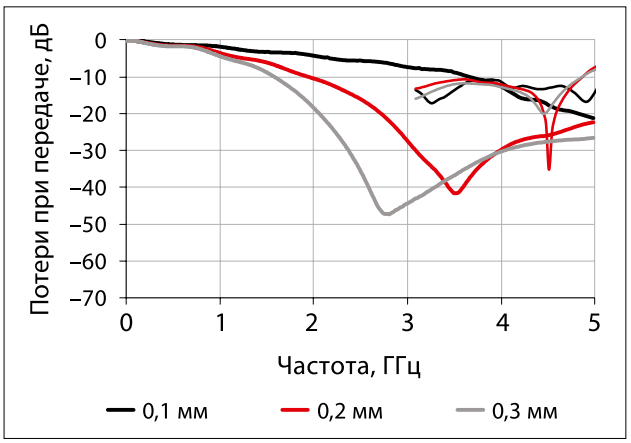


Рис. 7. **Результаты измерения затухания в материале WE-FAS 344 разной толщины**



Рис. 8. **Измерение шума с помощью коаксиальной линии**

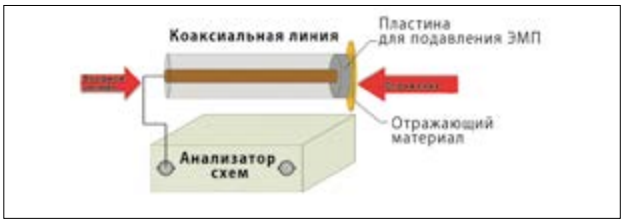


Рис. 9. **Схема измерения затухания с помощью коаксиальной линии**

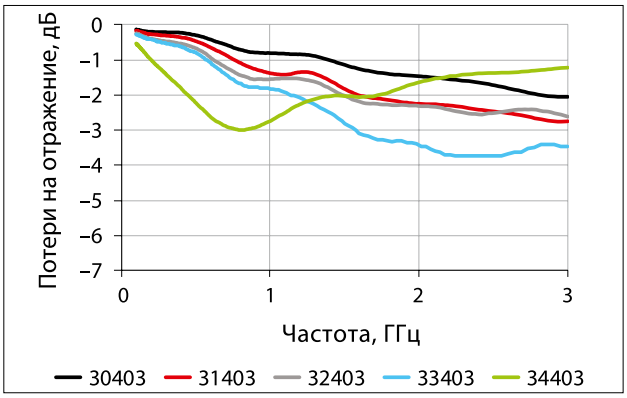


Рис. 10. **Результаты измерения затухания материалов серии WE-FAS толщиной 0,3 мм**

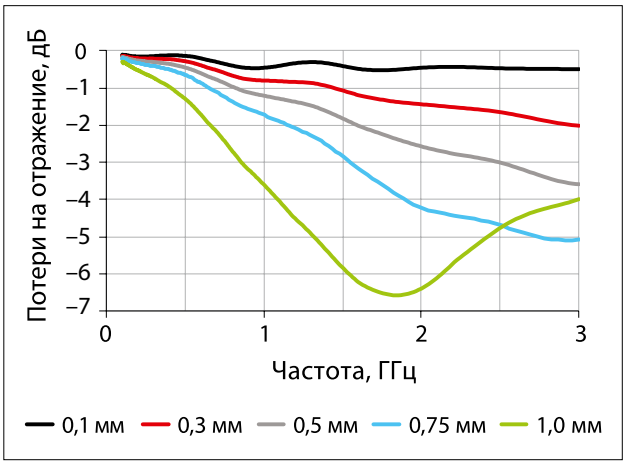


Рис. 11. **Результаты измерения затухания материала WE-FAS 304 разной толщины**

Таким образом, после оценки нескольких поглощающих материалов с разными составами и толщиной можно подобрать пластину с наилучшими характеристиками для фильтрации сигнала на резонансной частоте. В приложении этого рода пластина помещается под металлический корпус так, как показано на рисунке 8. Для подавления шума в таких случаях она устанавливается внутрь корпуса, чтобы ослабить эффект резонанса за счет уменьшения внутренних отражений. Для определения характеристики этого материала в рассматриваемом случае используется экспериментальная измерительная система на основе коаксиальной линии. Один ее конец закорачивается на металлическую поверхность, и отраженная энергия измеряется с помощью анализатора схем (см. рис. 9).

Для сравнения характеристик поглощающей способности материалов с разными составами и разной толщины следует повторить процедуру, заменив поглощающий материал и сравнив полученные результаты. Определение характеристик поглощающих материалов в рассматриваемом эксперименте осуществляется путем сравнения коэффициента отражения S11 с исходной величиной, когда коаксиальная линия была без поглотителя.

Далее образец помещается между пластинами отражающего материала. Сравнивая исходную величину с измеренными данными, можно определить характеристику

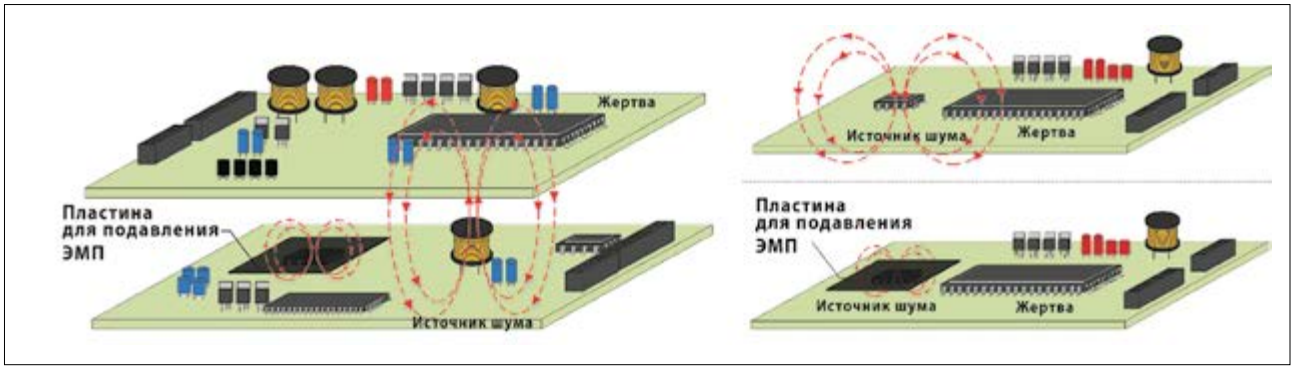


Рис. 12. **Применение пластин для подавления ЭМП**

каждой пластины. На рисунке 10 показаны результаты измерения затухания электромагнитного поля в материалах WE-FAS толщиной 0,3 мм с помощью коаксиальной линии, а на рисунке 11 – затухание в материале WE-FAS 304 разной толщины.

МЕТОД МАГНИТНОЙ РАЗВЯЗКИ

Магнитная связь – известная проблема при использовании электронных систем. Она влияет на работу печатной платы или устройств с высокой плотностью компоновки и цепей. Электромагнитные помехи такого рода часто наблюдаются, когда источники шума на плате создают помехи рядом находящимся элементам и компонентам. Для подавления непреднамеренных наводок этого вида поглощающую пластину помещают на источник шума или на защищаемый элемент, как показано на рисунке 12.

Рассматриваемый метод позволяет анализировать поглощающую способность пластин, подавляющих или уменьшающих наводки. С этой целью применяется испытательное оборудование с микрополосковой линией, которое генерирует ЭМП и измеряет их с помощью зонда ближнего поля. Таким образом, эта установка моделирует систему с источником шума и его приемником. Эффект поглощения определяется путем подключения одного порта анализатора схем к одному выводу микрополосковой линии и согласования разъема с использованием нагрузки 50 Ом. Зонд ближнего поля помещается перпендикулярно проводнику и соединяется со вторым портом анализатора схем, как показано на рисунке 13. Анализатор настраивается как источник и приемник сигналов, а параметры S21 сравниваются до и после установки поглотителя на микрополосковую линию. Измеренные данные вычитаются из исходных.

Данные, полученные методом развязки магнитной связи, представлены на рисунке 14. На графике показаны результаты измерения материалов WE-FAS одинаковой толщины 0,3 мм, а на рисунке 15 – кривые магнитной развязки для разных материала WE-FAS 324 разной толщины.

ВЫВОДЫ

Гибкие поглощающие пластины WE-FAS позволяют решить многие проблемы ЭМП в разных приложениях. Были получены и рассмотрены характеристики материалов, которые используются для поглощения кондуктивных помех в системах с шинами данных, для предотвращения сбоев в работе электронных схем внутри корпуса из-за полостного резонанса, а также для подавления ЭМП между компонентами схемы.

Поглощающие пластины имеют несколько преимуществ в контролировании уровня ЭМП. Этот вывод подтверждают эксперименты, которые показали, что коэффициент ослабления зависит от типа решаемой проблемы. Наилучший результат достигается с учетом конкретной задачи. В экспериментах, в которых использовались разные материалы разной толщины, позволили получить характеристики изделий в зависимости от занимаемого ими пространства. Эти материалы обеспечивают инновационные эффективные решения, не требующие модификации и переделки электронных схем или изделий.

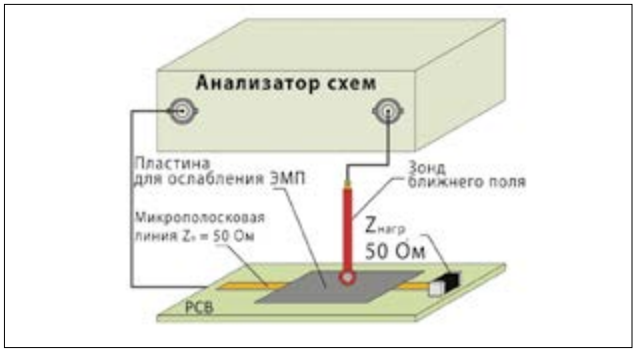


Рис. 13. **Экспериментальная установка для измерения магнитной развязки**

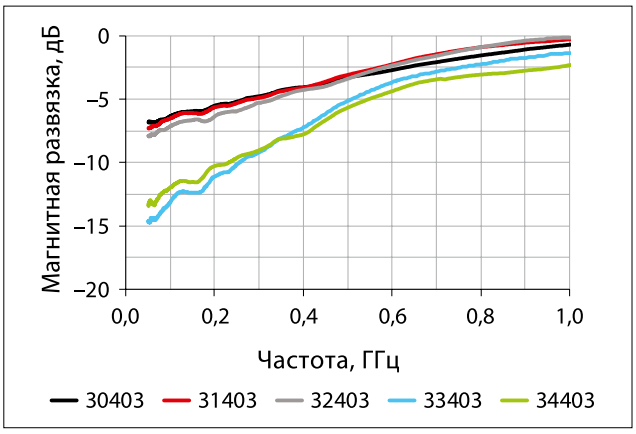


Рис. 14. **Кривые магнитной развязки для разных материалов WE-FAS одинаковой толщины 0,3 мм**

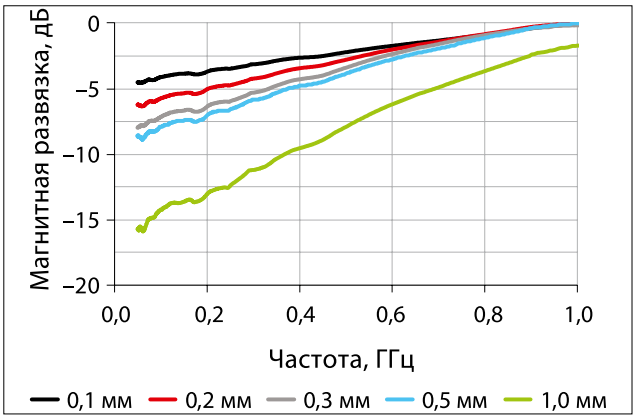


Рис. 15. **Кривые магнитной развязки материала WE-FAS 324 разной толщины**

ВЫБОР И ПРОЕКТИРОВАНИЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СИЛОВЫХ МОДУЛЕЙ MagI³C

РАНЖИТ БРАМАНПАЛЛИ (RANJITH BRAMANPALLI), Würth Elektronik eiSos

В статье рассматриваются практические вопросы выбора и разработки с помощью силовых модулей MagI³C компании Würth Elektronik eiSos. В частности, описываются их основные функции, приводится пример расчета параметров схемы, анализируется топология платы, и даются основные рекомендации по реализации оптимального теплового режима.

Силовые модули MagI³C (Magnetic Integrated Intelligent IC) от компании Würth Elektronik eiSos применяются для проектирования встраиваемых импульсных источников питания с очень высокой плотностью энергии, крайне малым числом внешних компонентов и высокой электромагнитной совместимостью (ЭМС). Модули семейства VDRM (Variable Step Down Regulator Module – понижающий преобразователь с регулируемым коэффициентом) в литых корпусах состоят из управляющей схемы, силовых MOSFET, выходной катушки индуктивности и нескольких дискретных резисторов и конденсаторов, которые установлены на металлической подложке. Монтаж силовых модулей MagI³C в корпуса отвечает требованиям стандарта TO-263, отражая идею использования этих устройств в качестве линейных регуляторов, но с намного большей эффективностью. Схема и внешний вид этих силовых модулей представлены на рисунке 1.

СТАНДАРТНЫЕ ФУНКЦИИ

У силовых модулей MagI³C имеется много общих функций с другими импульсными регуляторами. Рассмотрим эти функции по порядку.

Отключение при пониженной мощности

Если разрешающий вывод EN переходит в низкое логическое состояние, модуль отключается и начинает потреблять минимальный ток с шины V_{IN}. Вывод EN также используется для точного определения порогового значения низкого напряжения питания для защиты от защелкивания путем установки резисторного делителя между выводами V_{IN} и AGND (см. резисторы R_{ENT} и R_{ENB} на рис. 2).

Плавный пуск

Эта функция предотвращает протекание большого пускового тока с шины V_{IN} путем контроля скорости нарастания выходного напряжения включенного модуля. Чем больше емкость конденсатора на выводе плавного пуска SS, тем больше времени требуется, чтобы выходное напряжение V_{OUT} достигло заданного значения, и, следовательно, тем меньше пиковый пусковой ток.

Эмулированный режим прерывистой проводимости

Как только величина выходного тока перестает превышать 450 мА, силовые модули MagI³C отключают нижнее плечо и синхронный MOSFET, эмулируя функцию диода, что предотвращает протекание тока с вывода V_{OUT} на землю. Благодаря этому эмулированному режиму прерывистой проводимости (DCM) на выводах модулей отсутствует втекающий ток. Главное преимущество эмулированного режима DCM проявляется при плавном пуске, когда при включении модуля на его выходе уже имеется предуста-

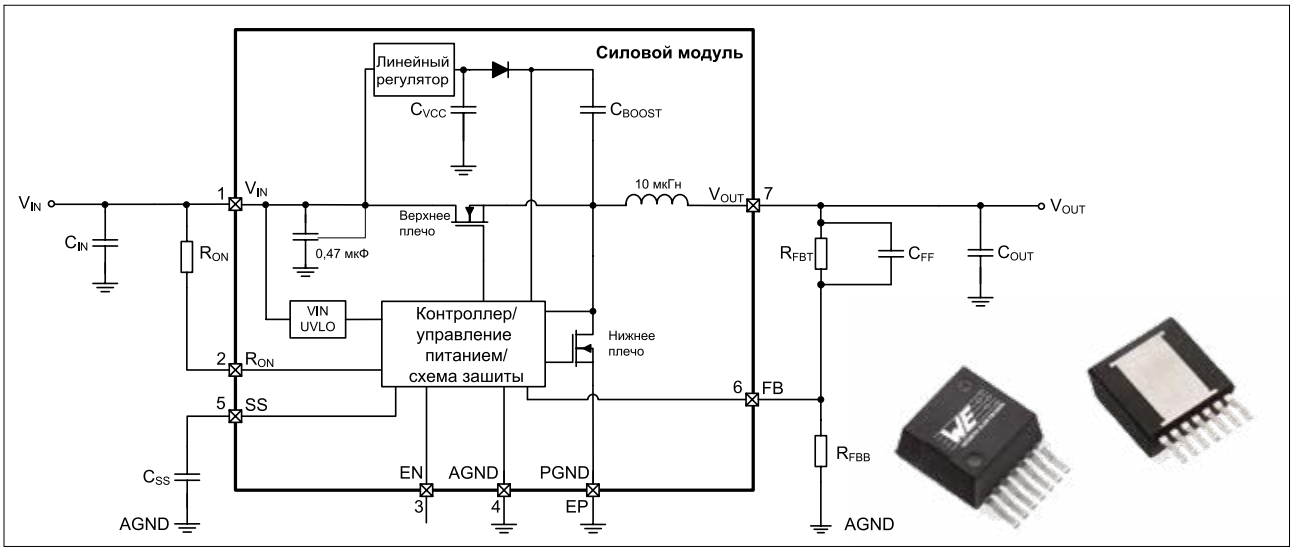


Рис. 1. **Схема и внешний вид силовых модулей MagI³C семейства VDRM**

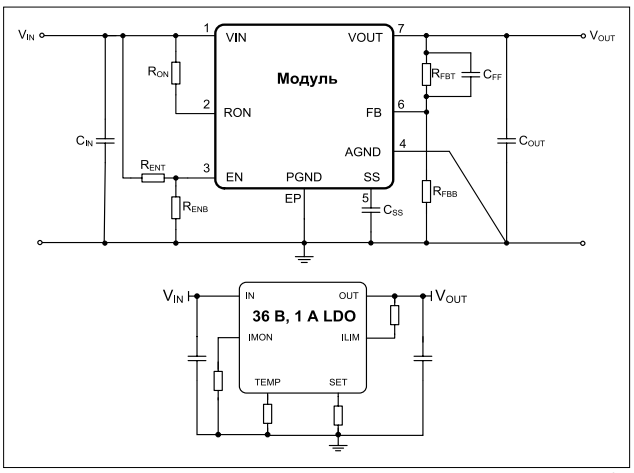


Рис. 2. **Сравнение количества внешних компонентов у силового модуля MagI³C и стандартного LDO-регулятора**

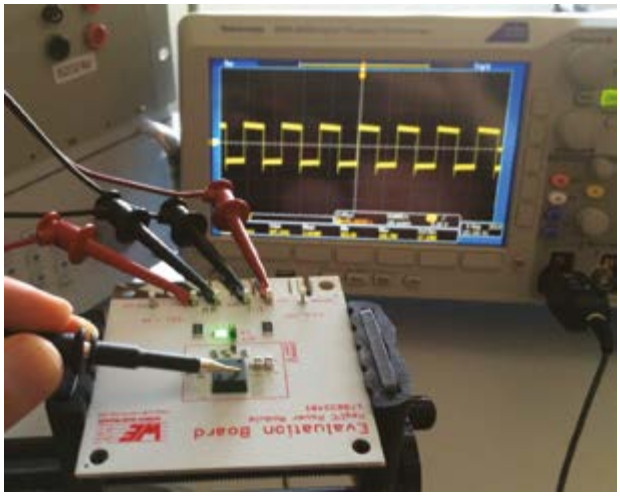


Рис. 3. **Испытание коммутационного узла и измерение его электромагнитного излучения с помощью вольтметрового щупа. В измерениях использовалась оценочная плата WPMDH1302401JT EVB; V_{IN} = 24 В, V_{OUT} = 12 В, I_{OUT} = 2 А**

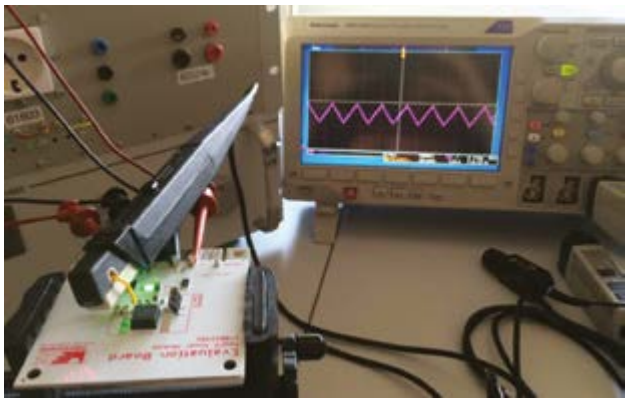


Рис. 4. **Тестирование коммутационного узла с помощью токового зонда, который установлен последовательно с выходом. В измерениях использовалась оценочная плата WPMDH1302401JT EVB; V_{IN} = 24 В, V_{OUT} = 12 В, I_{OUT} = 3 А**

новленное напряжение. Это условие часто наблюдается, когда несколько источников питания подключены к одной и той же нагрузке, например к микропроцессору или ПЛИС. Из-за паразитных диодов внутри цифрового устройства ток может течь с активного источника питания на выход отключенного источника питания, предварительно заряжая выходной конденсатор. Эмулированный режим DCM предотвращает возникновение проблем с переходными или высокими пиковыми токами благодаря предварительно смещенному напряжению питания.

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ КОММУТАЦИОННОГО УЗЛА

Коммутационный узел представляет собой электрическую цепь, которая соединяет два силовых ключа с индуктивным компонентом в импульсном источнике питания. Зондирование этого узла с помощью осциллографа – первый шаг для проверки работоспособности, который, однако, невозможно сделать при использовании силовых модулей MagI³C. Для тестирования коммутационной функции MagI³C применяются два следующих метода.

Измерение излучаемого электромагнитного поля

Это достаточно простой метод (см. рис. 3). Чтобы им воспользоваться, заземляющий пружинный вывод, снятый со стандартного щупа осциллографа, помещается над корпусом модуля. Зонд позволяет измерять электромагнитное поле вокруг коммутационного узла.

Измерение с помощью токового зонда

Данный метод является более инвазивным, но с его помощью можно измерить ток через катушку индуктивности. Стабильное напряжение прямоугольного сигнала на коммутационном узле свидетельствует о том, что его преобразователь работает корректно, что подтверждается и стабильной последовательностью треугольных импульсов тока через индуктивность. Для этого тестирования вывод модуля V_{OUT} очищается от припоя и приподнимается, а петля из провода устанавливается последовательно, как показано на рисунке 4.

ВЫБОР МОДУЛЯ MagI³C ДЛЯ ПРИЛОЖЕНИЯ

Семейства изделий

В таблице 1 представлены некоторые основные параметры силовых модулей MagI³C семейства VDRM.

Ограничение тока и отключение при перегреве

Силовые модули семейства MagI³C оснащены защитными функциями ограничения выходного пикового тока и отключения от перегрева. Пороговые значения, при которых срабатывают токоограничивающие цепи, превышают максимальные выходные токи, указанные в таблице 1. Однако необходимо учитывать, что защита от перегрева имеет более высокий приоритет, чем ограничение по току. Защита от перегрева включается при типовой температуре перехода 165ºC. Перезапуск после срабатывания этой защиты осуществляется автоматически с учетом того, что стандартное значение гистерезиса составляет 15ºC. На практике защитное отключение при перегреве срабатывает до ограничения пикового тока, когда устройства MagI³C работают вблизи максимального выходного напряжения и максимального выходного тока. В разделе «Рекомендации по тепловому режиму» предлагаются способы, позволяющие уменьшить тепловое сопротивление между источником тепла и окружающей средой, которые обеспечивают отдачу модулями MagI³C всей необходимой мощности без ограничения тока или защиты от перегрева.

Таблица 1. **Параметры силовых модулей MagI³C семейства VDRM в корпусе TO263**

Наименование компонента семейства VDRM	Номер изделия	V_{IN}, В	V_{OUT}, В	I_{OUT} (макс.), А	f_{SW}, кГц
WPMDH1200601JT	171 020 601	6–42	0,8–6,0	2,0	200–800
WPMDM15006021JT	171 050 601	6–36	0,8–6,0	5,0	650–950
WPMDH1102401JT	171 012 401	6–42	5,0–24,0	1,0	200–800
WPMDH1152401JT	171 012 402	6–42	5,0–24,0	1,5	200–800
WPMDH1302401JT	171 032 401	6–42	5,0–24,0	3,0	200–800

ИЗБЕГАЙТЕ ПРЕВЫШЕНИЯ ПОРОГА ПО ТОКУ

Таблица 1 упрощает корректный выбор модуля, основанный на величине выходного тока и выходного напряжения. Например, если требуется, чтобы выходное напряжение модуля равнялось 12 В при максимальном токе 1,2 А, наилучшим выбором станет устройство WPMDH1152401JT. Для выходного напряжения 3,3 В при максимальном токе 4 А разумнее остановить свой выбор на модуле WPMDM1500602JT. Возможно, у разработчиков появится искушение задействовать модули, рассчитанные на большие токи, чтобы уменьшить рассеиваемую мощность и рост температуры, однако имеются две веские причины избежать такого выбора.

Во-первых, величина собственной катушки индуктивности тщательно подобрана таким образом, чтобы обеспечить корректные соотношения между током пульсации (пик–пик) и средним током исходя из максимального значения выходного тока. Во-вторых, выбор модуля с более высоким значением тока означает необходимость использовать MOSFET-ключи большего размера. При малом выходном токе более высокий заряд затвора и большее время коммутации перечеркивают любой выигрыш в эффективности за счет меньшей величины R_{DSON}. Баланс этих потерь определяется с помощью зависимости КПД от выходного тока в каждом техническом описании силового модуля MagI³C (см. рис. 5). Из этих графиков следует, что пиковый КПД достигается, как правило, в средней трети каждой кривой. Таким образом, следует выбирать модуль, у которого максимальный выходной ток немного превышает наибольший выходной ток, определяемый конкретным приложением.

ПРИМЕР РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ

Рассматриваемый в этом разделе пример расчета основан на схеме из технического описания модуля WPMDH1302401JT (3 А, 42 В, корпус TO263) из семейства VDRM. На рисунке 6 показана схема модуля, обеспечивающая его соответствие требованиям EN55022 Class B к излучаемым ЭМП. В таблице 2 представлен перечень компонентов из технического описания модуля WPMDH1302401JT.

Коммутационная частота

Рабочая частота импульсного преобразователя – важный параметр, который следует учесть в самом начале проектирования. У преобразователей с внешними магнитными компонентами компромиссное решение определяется зависимостью КПД от физического размера и стоимости: чем выше рабочая частота, тем меньше размеры и стоимость, но меньше и КПД. Чем ниже рабочая частота, тем больше

Таблица 2. **Перечень компонентов из технического описания модуля WPMDH1302401JT**

Исходный проект	Описание	Размер корпуса	Компонент
WPMDH1302401JT	силовой модуль MagI³C	TO263-7EP	силовой модуль MagI³C
V1	6,0 В, 1 мА	SOD-323	стабилитрон
C6, C8	1 мкФ, 50 В, X7R, ±10%	1206	конденсатор
C3, C5	10 мкФ, 50 В, X5R, ±20%	1210	конденсатор
C4, C7	47 мкФ, 16 В, ±20%	1210	конденсатор
C_{FF}	0,022 мкФ, X7R, 50 В,	0603	конденсатор
C_{SS}	4700 пФ, X7R, 25 В	0603	конденсатор
R_{ENB}	11,8 кОм, ±1%	0603	резистор
R_{ENT}	124 кОм, ±1%	0603	резистор
R_{FBT}	34 кОм, ±1%	0603	резистор
R_{FBB}	2,43 кОм, ±1%	0603	резистор
R_{ON}	249 кОм, ±1%	0603	резистор

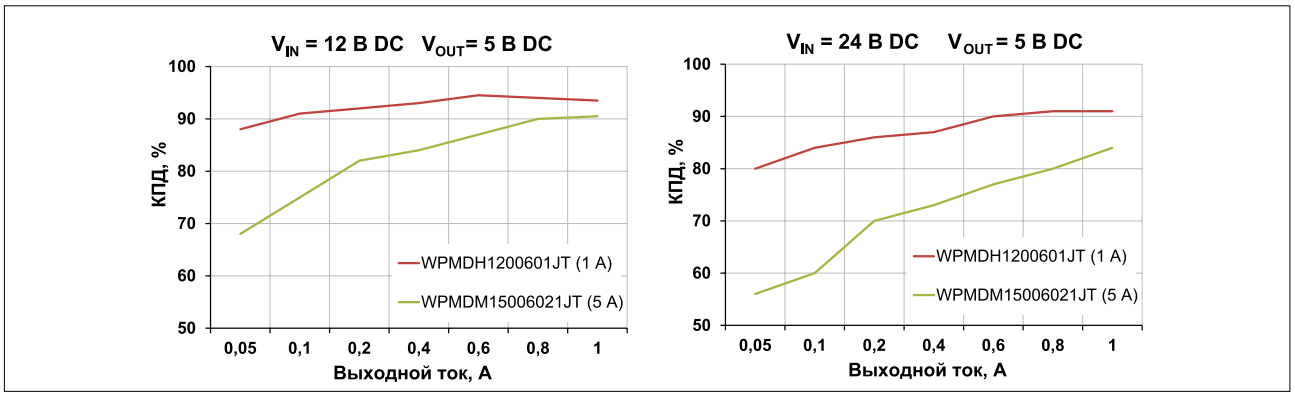


Рис. 5. **Силовые модули MagI³C не позволяют повысить КПД при малом выходном токе**

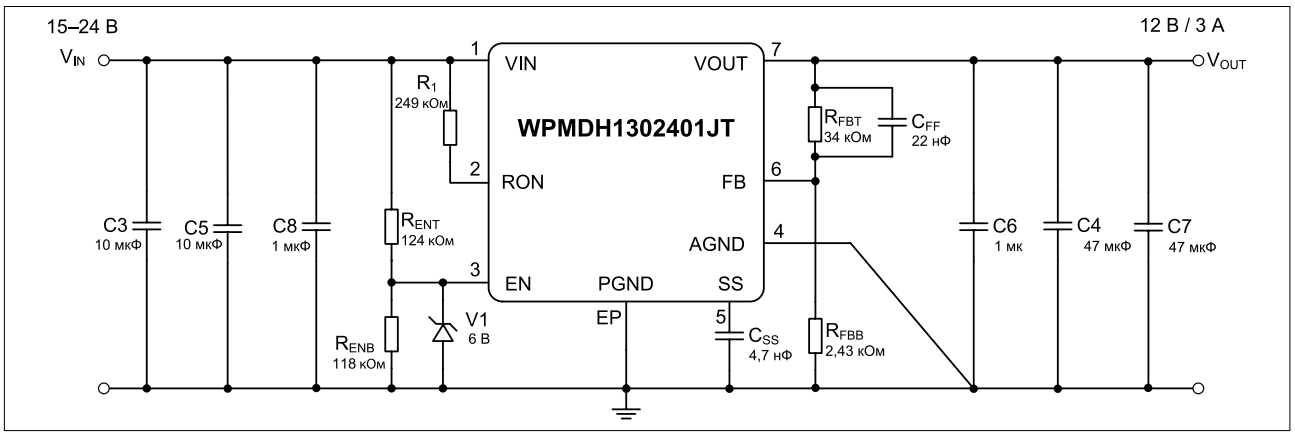


Рис. 6. **Схема модуля WPMDH1302401JT из технического описания**

размеры, стоимость и КПД. Поскольку у модулей со встроенными магнитными компонентами величина индуктивности и размер катушек уже выбраны, компромисс определяется несколько иначе: при фиксированном значении индуктивности уменьшение рабочей частоты повышает КПД, но при этом увеличивается размах тока пульсаций катушки индуктивности.

Увеличение тока пульсаций в катушке индуктивности приводит к росту тока пульсаций во входных и выходных конденсаторах, что повышает размах напряжения пульсаций на входе и выходе источника питания, а также увеличивает СКЗ токов во входных и выходных конденсаторах. Таким образом, величина коммутационной частоты не выбирается произвольно низкой или высокой, а является компромиссным решением. Модули MagI³C серии VDRM определяют диапазон программируемых пользователем частот в таблице электрических характеристик соответствующих технических описаний, т. к. уровень рассеиваемой мощности в значительной мере меняется в зависимости от выходного напряжения. При более высоком выходном напряжении увеличивается выходная мощность, и, следовательно, возрастает рассеиваемая модулем мощность. Чем выше расчетная величина этой мощности, тем ниже должна быть коммутационная частота.

Демпфирующий входной LC-фильтр

Понижающие преобразователи потребляют прерывистый ток от внутреннего источника. Даже если используются входные конденсаторы хорошего качества, с которых переменный ток подается на понижающий регулятор, источник питания неизбежно становится причиной возникновения кондуктивных электромагнитных помех во входных линиях. Чем длиннее соединительные провода, проводники печатных плат и электропроводка, с помощью которых эти DC/DC-преобразователи подключаются к входным источникам питания, тем выше вероятность, что часть кондуктивных ЭМП станет излучаемыми электромагнитными помехами, т. к. соединительные провода ведут себя как антенна. Входной LC-фильтр, установленный рядом с DC/DC-преобразователем, позволяет снизить уровень кондуктивных ЭМП, а фильтрация шума, который создает помехи на входных соединительных проводах, уменьшает также излучаемые ЭМП.

Не у всех лабораторий имеется доступ к специализированному оборудованию, предназначенному для измерения кондуктивных помех и тестирования, не говоря уже о наличии специальных антенн и безэховых камер, которые применяются для измерения излучаемых ЭМП. Ниже мы рассмотрим методику, основанную на корреляции сигналов тока во временной области, параметры которых можно рассчитать и измерить с помощью стандартного осциллографа на наличие дифференциального кондуктивного шума в частотной области.

Расчет амплитуды шума

Для расчета амплитуды первой гармонической составляющей дифференциального кондуктивного шума используется следующее уравнение с учетом сигнала входного тока:

$$A_{1ST} = 20\lg\left(\frac{\frac{I_{CIN-AVG}}{\pi^2 \cdot C_{IN} \cdot f_{SW}}\sin(\pi D_{MAX})}{1\ \text{мкВ}}\right). \quad (1)$$

На рисунке 7 показан сигнал входного тока от источника питания, а также ток пульсаций через входные конденсаторы при максимальной нагрузке и минимальном входном напряжении, что является наихудшим случаем возникновения ЭМП. Ток через C_{IN1} и C_{IN2} измерялся на шунтирующем резисторе 100 мОм, которое было установлено последовательно с двумя конденсаторами. Сигнал синего цвета $I_{CIN1+CIN2}$ обусловлен индуктивностью шунтирующего резистора.

Средний входной ток, равный средней высоте оснований сигналов входного тока трапецеидальной формы (см. рис. 7), рассчитывается следующим образом:

$$I_{CIN-AVG} = \frac{I_{IN-MAX}}{D_{MAX}}; \quad (2)$$

$$I_{IN-MAX} = \frac{V_{OUT} \cdot I_{O-MAX}}{V_{IN-MAX} \cdot \eta}; \quad (3)$$

$$D_{MAX} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN-MIN}}. \quad (4)$$

Из технического описания модуля WPMDH1302401JT следует, что значение КПД при V_{IN} = 15 В, V_{OUT} = 12 В, 3 А составляет 92,5%. Исходя из этого значения, получаем, что максимальный входной ток равен 2,6 А, при этом коэффициент заполнения 12 В/15 В = 80%, а средний ток конденсатора – 3,25 А.

Прежде чем приступить к расчету напряжения шума первой гармоники A_{1ST}, следует учесть одну важную характеристику многослойных керамических конденсаторов – их активные поте-

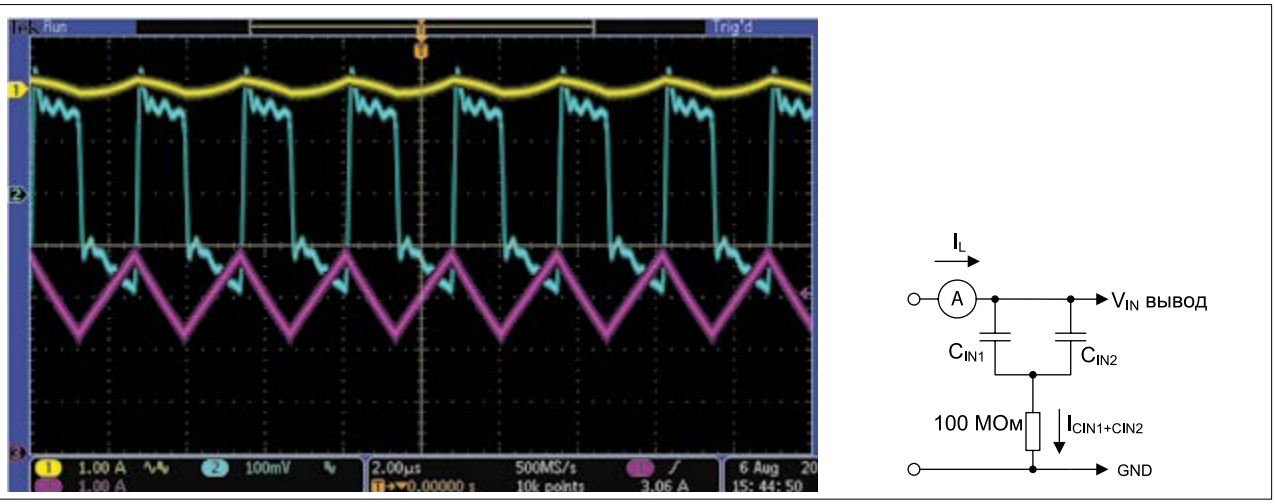


Рис. 7. **Входной ток I_{IN} (желтая кривая, связь по переменному току), ток через C_{IN1} и C_{IN2} (синяя кривая, связь по переменному току), выходной ток на катушке индуктивности I_L (розовая кривая)**

ри, обусловленные смещением по постоянному току. Компания Würth Elektronik eiSos по запросу предоставляет кривые потерь с учетом приложенного напряжения. В данном случае при напряжении 15 В DC величина емкости C8 уменьшается до 0,7 мкФ, каждое значение C3 и C5 становится равным 8,0 мкФ, а суммарная входная мощность составляет 16,7 мкФ. С учетом этих значений уравнение (1) дает следующий результат:

$$A_{1ST} = 20\lg\left(\frac{\frac{3,25\ \text{А}}{\pi^2 \cdot 16,7\ \text{мкФ} \cdot 400\ \text{кГц}}\sin(\pi \cdot 0,8)}{1\ \text{мкВ}}\right) = 89\ \text{дБмкВ}.$$

Предельным значением среднего синфазного шума во многих стандартах для кондуктивной ЭМС, например в соответствии со стандартом EN55022, является 46 дБмкВ в диапазоне 400 кГц. Величина требуемого ослабления определяется величиной первой гармоники за вычетом предельного значения. В рассматриваемом примере величина ослабления с учетом расчетных значений составляет 89–46 = 43 дБмкВ.

Выбор индуктивности и емкости фильтра

Один из двух параметров – индуктивность или емкость входного фильтра – выбирается произвольно. Как правило, поскольку диапазон значений индуктивностей меньше, чем емкостей, чаще выбирается индуктивность из диапазона 1 мкГн…10 мГн. Такой выбор обеспечивает хорошее соотношение между размером, стоимостью и соответствующей резонансной частотой входного LC-фильтра. Номинальный ток I_R катушки индуктивности, или т. н. СК3 номинального тока, должен быть больше максимального входного тока $I_{IN\text{-}MAX}$, чтобы температура катушки индуктивности оставалась в рекомендуемом диапазоне рабочих значений.

Поскольку в данном примере максимальный входной ток составляет 2,6 А, предлагается использовать катушку 744 089 430 33 серии WE-SPC 4838 от компании Würth Elektronik eiSos с индуктивностью 3,3 мкГн в малом корпусе (4,8×4,8×3,8 мм), сопротивлением по постоянному току (DCR) равным 31 мОм и номинальными токами I_{RMS} = 2,6 А и I_{SAT} = 3,6 А, что вполне отвечает требованиям в рассматриваемом случае. Исходя из выбранного значения индуктивности, с помощью двух уравнений можно рассчитать необходимую емкость. Первое из них основано на использовании величины резонансной частоты фильтра, которая не должна превышать 1/10 от значения коммутационной частоты:

$$C_{F-MIN1} = \frac{C_{IN}}{C_{IN}L_F\left(\frac{2\pi f_{SW}}{10}\right)^2 - 1}; \quad (5)$$

$$C_{F-MIN1} = \frac{16,7\ \text{мкФ}}{16,7\ \text{мкФ} \cdot 3,3\ \text{мкГн} \cdot \left(\frac{2\pi \cdot 400\ \text{кГц}}{10}\right)^2 - 1} = 6,7\ \text{мкФ}.$$

Полученное с помощью (5) значение может оказаться отрицательным. Это указывает на то, что выбранное значение катушки индуктивности не обеспечивает в 10 раз меньшую резонансную частоту фильтра по сравнению с коммутационной частотой. При необходимости значение катушки индуктивности можно увеличить, но за счет меньшего КПД или увеличения ее размеров, что обусловлено более высоким сопротивлением по постоянному току и большими потерями в сердечнике. Итак, необходимо, чтобы резонансная частота была в 10 раз меньше коммутационной, но это не жесткое требование. Уравнение (6), накладывающее строгое ограничение, позволяет рассчитать минимальную емкость, необходимую для того, чтобы пульсации напряжения на входе преобразователя были ниже предельного значения, определяемого условием ослабления шума (ATT):

$$C_{F-MIN2} = \frac{1}{L_F}\left(\frac{10^{\frac{ATT}{40}}}{2\pi f_{SW}}\right)^2 = \frac{1}{3,3\ \text{мкГн}}\left(\frac{10^{\frac{43}{40}}}{2\pi \cdot 400\ \text{кГц}}\right)^2 = 7,0\ \text{мкФ}. \quad (6)$$

Емкость выбранного конденсатора должна превышать наибольшее из двух значений $C_{F\text{-}MIN1}$ и $C_{F\text{-}MIN2}$. Наилучшим выбором являются многослойные керамические конденсаторы. Чтобы сократить перечень расходуемых компонентов, можно воспользоваться другим конденсатором, идентичным C3 и C5 (10 мкФ, 1210, 50 В, X5R, малое ESR), что определяет выбор емкости 8 мкФ при 15 В DC. Этого более чем достаточно для построения хорошего фильтра на входе.

ДЕМПФИРУЮЩИЙ ФИЛЬТР

Даже если на входе отсутствует катушка индуктивности, паразитную индуктивность вносят входные соединительные провода. Если на входах преобразователей применяются только многослойные керамические конденсаторы с очень малым эквивалентным последовательным сопротивлением (*ESR*), вероятностью возникновения осцилляций пренебрегать ни в коем случае нельзя. В рассматриваемом примере используется дискретная катушка с известными значениями индуктивности и *DCR*. Исходя из этих двух значений, можно определить величину емкости демпфирующего конденсатора C_D, который установлен параллельно C_{IN} (см. рис. 8).

Конденсатор C_D не только позволяет устранить любые осцилляции на входе, но и уменьшить напряжение пульсаций на входе, а также уменьшить амплитуду A_{1ST}, ATT и, в свою очередь, емкость C_F. Следующие два уравнения определяют минимальную емкость и минимальное *ESR*, необходимое для того, чтобы фильтр из L_F и C_{IN} обеспечил демпфирование:

$$C_D \geq C_{IN} \cdot 4 = 16,7\ \text{мкФ} \cdot 4 = 67\ \text{мкФ}. \quad (7)$$

Коэффициент 4 в уравнении (7) является рекомендуемым значением с учетом размера и стоимости 68-мкФ конденсатора:

$$ESR_{MIN} \geq \frac{1}{2}\sqrt{\frac{L_F}{C_{IN}}} - DCR = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{3,3\ \text{мкГн}}{16,7\ \text{мкФ}}} - 0,031\text{Ом} = 0,19\ \text{Ом}.$$

Отрицательное значение минимального *ESR* может указывать на то, что омическое сопротивление *DCR* индуктивности обеспечивает достаточное демпфирование. Как правило, в качестве C_D выбирается алюминиевый электролитический конденсатор. Компания Würth Elektronik eiSos выпускает конденсаторы нескольких размеров под поверхностный монтаж с номинальным напряжением 50 В и емкостью 68 мкФ. Более того, для демпфирования годятся и конденсаторы с высоким

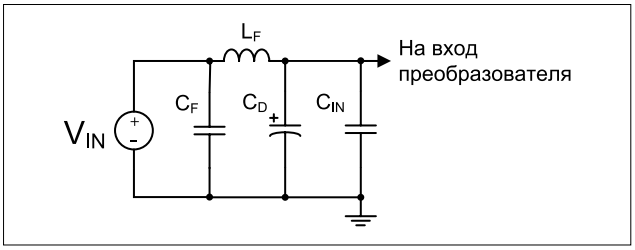


Рис. 8. **LC-фильтр с демпфирующим конденсатором**

значением *ESR*. Компонент 865 060 653 009 серии WCAP-ASLL от Würth Elektronik является алюминиевым электролитическим конденсатором для поверхностного монтажа. Этот компонент емкостью 68 мкФ обеспечивает отличное демпфирование. Его импеданс составляет 0,34 Ом, максимально напряжение – 50 В. Радиус основания этого компонента составляет 8 мм, а высота – 10,5 мм.

ТОПОЛОГИЯ ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЫ

Определение ключевых токовых петель

Силовые модули с интегрированными MOSFET и магнитными элементами, безусловно, лучше дискретных решений, с точки зрения обеспечения ЭМП, поскольку позволяют уменьшить площадь контуров с крутыми фронтами тока (*di/dt*) до нескольких мм^2. Чем меньше площадь контура, тем меньше индуктивность. Величина шума, или наведенных ЭМП, определяется следующим образом:

$$V_{EMI} = L_{PARASITIC} \cdot \frac{di}{dt} . \quad (9)$$

Таким образом, чтобы обеспечить наилучшую ЭМС, необходимо уменьшить площадь контура и, соответственно, индуктивность. При протекании тока по импульсному регулятору образуются токовые петли, соответствующие двумя частям коммутационного цикла. На рисунке 9 показано, как протекает ток в понижающем преобразователе при включенном MOSFET (оранжевым цветом) и при включенном синхронном MOSFET (синим цветом).

К участкам с крутыми фронтами тока относятся следующие.

1. Одноцветные площади, например участки с каждым из ключей, а также площадь, охватывающая источник питания синхронного MOSFET и соединение с отрицательным выводом входного конденсатора.
2. Участки, где большой ток протекает в одном направлении в течение первой части коммутационного цикла, а затем меняет направление во второй части цикла.

Часто бывает полезным перерисовать схему, чтобы четко определить эти критические участки с большой величиной *di/dt* (см. рис. 10).

Зеленая площадь на рисунке 10 заслуживает особого внимания при работе над топологией печатной платы. На этом рисунке также иллюстрируется способ наилучшего применения входных конденсаторов. Он состоит в непосредственном соединении истока синхронного MOSFET с отрицательным выводом входного конденсатора еще до соединения с заземлением системы. Таким образом, входной конденсатор с наименьшей величиной емкости может фильтровать любой ВЧ-шум, который генерируется при коммутации ключей. Из схемы на рисунке 1 видно, что эти два метода компоновки уже реализованы с помощью силового модуля MagI^{3}C, поскольку многослойный керамический конденсатор емкостью 0,47 мкФ установлен на минимально возможном расстоянии от контура с управляющим и синхронным ключами. Необходимо только установить внешние входные конденсаторы как можно ближе к выводам V_{IN} и P_{GND} или к открытой контактной площадке.

Простая распайка контактов у модулей MagI^{3}C позволяет свести к минимуму площадь критического участка между выходными конденсаторами и выводами V_{OUT} и P_{GND} или открытой контактной площадкой.

Монтаж компонентов

У стандартных импульсных регуляторов коммутационный узел (в котором соединяются силовые ключи и одна сторона катушки индуктивности или трансформатора) – самая критичная часть схемы, поскольку в ней протекают быстро меняющиеся коммутационные токи при наличии паразитной индуктивности. Этот участок также имеет паразитную емкостную связь и высокое коммутационное напряжение. Коммутационные узлы в модулях MagI^{3}C находятся внутри устройств, а расположение двух силовых ключей и катушки индуктивности полностью оптимизировано. При разработке внимание следует уделить только входным и выходным конденсаторам, которые являются внешними компонентами.

Поскольку во входной стороне понижающих регуляторов протекают коммутационные токи с высокой скоростью нарастания фронтов, в первую очередь необходимо заняться трассировкой входных конденсаторов. Чем меньше конденсатор и его емкость, тем выше частота помехи, которую фильтрует конденсатор. Следовательно, в самой малой петле с наименьшей паразитной индуктивностью следует использовать самые компактные конденсаторы с минимальной емкостью, чтобы в наилучшей мере фильтровать высокочастотный шум. На рисунке 11 показана такая петля с конденсатором C6, емкость которого составляет 1 мкФ. Рядом с C6 расположены конденсаторы C3, C5 большего размера и емкости, которые входят в петлю B. Сглаживающие конденсаторы, к которым относится и алюминиевый электролитический конденсатор, можно расположить подальше, поскольку их функция заключается в подавлении колебаний и фильтрации пульсаций на коммутационной частоте. Входной LC-фильтр на рисунке 6 устанавливается между конденсатором C3 и входными разъемами в нижней части оценочных плат силовых модулей MagI^{3}C.

На рисунке 11 зеленая и красная стрелки обозначают границу между силовой частью устройства, где из-за коммутационных токов и быстрых переходных процессов генерируется много электромагнитных помех, и управляющей стороной, или аналоговой частью, где находятся чувствительные к помехам узды с высоким импедансом, например выводы *FB* и *EN*. Все силовые части схемы рекомендуется размещать на одной стороне.

На рисунке 12 показана топология печатной платы с проводниками и медными площадками. Для протекания коммутационных токов с крутыми фронтами предусматриваются

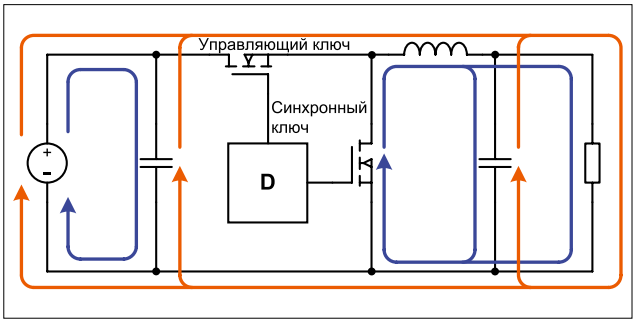


Рис. 9. **Токовые петли синхронного понижающего преобразователя. Токовая петля при включенном управляющем MOSFET выделена оранжевым цветом, а при включенном синхронном MOSFET – синим**

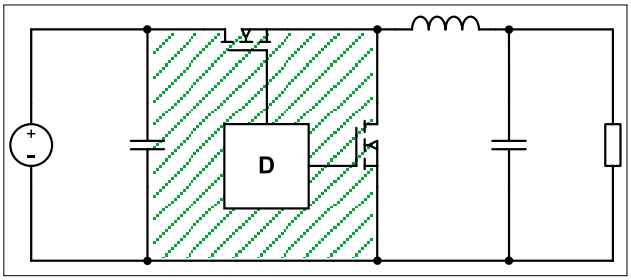


Рис. 10. **Синхронный понижающий преобразователь с критическим участком, выделенным зеленым цветом**

широкие и короткие соединения. Лучше, если проводящие участки выполнены в форме сплошной медной полосы. Для повышения технологичности производства часто в соединениях между контактными площадками компонентов и медными проводниками устанавливается тепловая разгрузка.

ПОЛЬЗА ОТ ПАРАЗИТНОЙ ЕМКОСТИ

Слово «паразитный» ассоциируется с отрицательными эффектами, однако при проектировании топологии печатных плат паразитные элементы могут быть полезными. В рассматриваемом примере к этим элементам относится, например, емкость между цепью V_{IN} и *GND*, а также между цепью V_{OUT} и *GND*. Положительный эффект достигается, если разместить края медных участков с этими цепями рядом друг с другом на одном слое и добавить сплошные плоскости на другие слои печатной платы. На рисунке 12 представлена топология простой двухслойной печатной платы. Весь нижний слой за исключением проводника с выводом *FB* для обратной связи коммутирован на вывод *GND*, а величина паразитной емкости между этой плоскостью и участками на верхнем слое, соединенном с V_{IN} и V_{OUT}, составляет 100–1000 пФ, благодаря чему происходит фильтрация ВЧ-шума. Заполнение неиспользуемых площадей платы медными участками, соединенными с низкоимпедансными цепями V_{IN}, V_{OUT} и *GND*, улучшает ЭМС и тепловую характеристику, не приводя к повышению стоимости печатной платы (см. рис. 13).

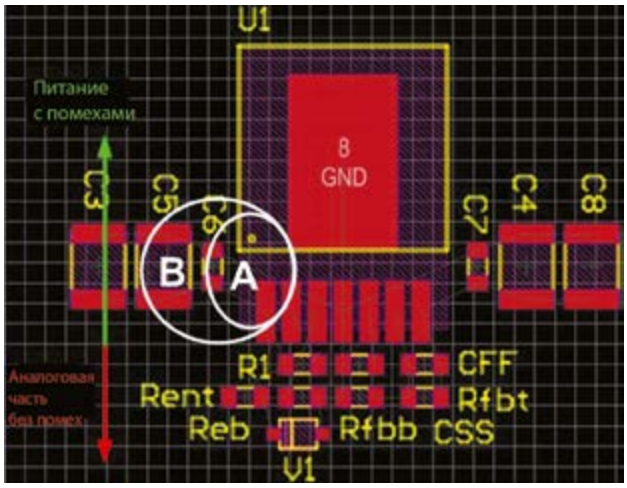


Рис. 11. **Размещение компонентов по схеме на рисунке 4**

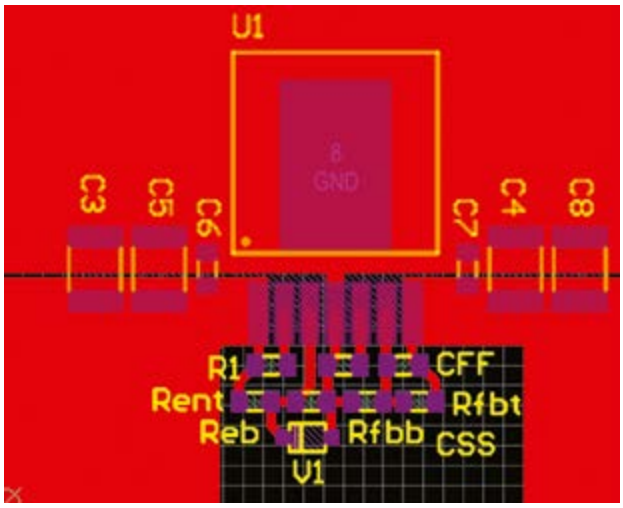


Рис. 12. **Плоскости питания и соединительные проводники**

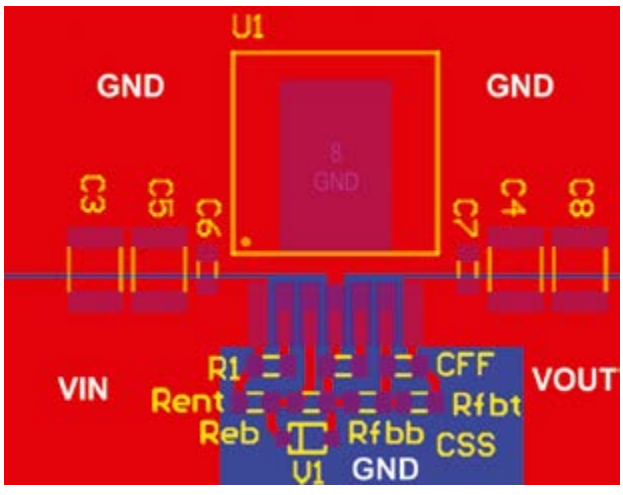


Рис. 13. **Заполнение нижнего слоя (выделен синим цветом) добавляет паразитную емкость между цепью V_{IN} и *GND*, а также между цепью V_{OUT} и *GND***

DC/DC-регуляторы, в качестве которых применяются модули MagI³C, работающие в нормальных условиях на гальванически развязанных от первичной стороны цепях, должны отвечать требованиям к функциональной изоляции, которые определяют минимальный зазор между разными цепями. Рекомендации по функциональному разделению, изложенные в таких стандартах по обеспечению безопасности как IEC60950, бывает трудно понять правильно. Стандарт UL796 предоставляет более практичный подход, определяя такие минимальные расстояния, которые позволяют предотвратить возникновение дуги. В частности, в этом документе предусматривается обеспечение изоляционного промежутка в 1 мм на каждые 1600 В (пиковое значение переменного или величина постоянного напряжения). Например, для верхнего слоя на рисунках 10–11 максимальная разность потенциалов между V_{IN} и *GND* составляет 42 В DC, что соответствует минимальному расстоянию 0,026 мм.

При проектировании печатных плат следует обеспечить соответствие требованиям к технологичности, и хотя они могут варьировать от плат одного производителя к другому, существует достаточно четкий перечень рекомендаций. Чем толще слой меди, тем больше должны быть изоляционные зазоры между проводниками. Например, у медных участков толщиной 35 мкм минимальный зазор, как правило, составляет 0,175 мм, а у участков толщиной 70 мкм – 0,25 мм. В соответствии с требованиями к изоляционным зазорам между проводниками и к технологичности изготовления промежуток между V_{IN} и *GND*, а также между V_{OUT} и *GND* на печатной плате (см. рис. 10–11) составил 0,4 мм. В результате была достигнута электрическая безопасность, технологичность и хорошая емкостная связь между входным, выходным напряжениями и системным заземлением.

РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ТЕПЛОВОМУ РЕЖИМУ

Корпус TO263–7EP у модулей семейства VDRM является высокомощным устройством для поверхностного монтажа. Поскольку во многих приложениях тепловой радиатор установить невозможно, наилучшим теплоотводом для модулей является сама печатная плата. Тепловое сопротивление Θ_{JA} между источниками тепла (которыми, главным образом, являются силовые ключи) и окружающей средой можно уменьшить с помощью следующих методов проектирования печатных плат:

1. Увеличить толщину медного покрытия.
2. Увеличить площадь сплошной медной плоскости, соединенной с теплоотводящей площадкой.
3. Добавить теплоотводящие переходные отверстия, соединяющие теплоотводящую площадку со сплошными плоскостями на внутреннем и нижнем слоях.
4. Увеличить толщину покрытия теплоотводящих переходных отверстий, заполнить их припоем или вставить медные затычки.

5. Увеличить воздушный поток вдоль поверхности медных плоскостей, которые соединены с теплоотводящей площадкой.

Теплоотводящая площадка корпуса TO-263 и наружная площадка корпуса TO-263–7EP электрически соединены с PGND, что упрощает их соединение с большими медными участками и не ухудшает электрические характеристики или ЭМС модулей. На рисунках 12–13 показано, как расширяются медные участки на верхнем и нижнем слоях. На рисунке 14 иллюстрируется рекомендуемое размещение массива из 36 теплоотводящих переходных отверстий, которые соединяют силовую площадку с внутренними слоями и нижним слоем. Внутренний диаметр отверстия равен 0,254 мм, а внешний – 0,508 мм. Теплоотводящие переходные отверстия должны быть распределены по всей площади под теплоотводящим участком, но дополнительные переходные отверстия вне этой площади не способствуют улучшению теплоотвода.

Технологичность

При добавлении упомянутых теплоотводящих переходных отверстий всегда следует консультироваться с производителем печатных плат, чтобы обеспечить требуемую технологичность изделия. Например, стоимость дополнительных отверстий можно существенно уменьшить, увеличив их внутренний диаметр до 0,3 мм, а внешний диаметр – до 0,6 мм. Эти изменения практически не скажутся на теплоотводящем эффекте. Увеличение толщины медного покрытия теплоотводящих отверстий, заполнение их припоем или медными затычками может существенно увеличить стоимость изготовления печатных плат. Таким образом, следует обеспечить наилучший компромисс между стоимостью и тепловыми характеристиками.

Пример теплового расчета

В этом примере мы рассмотрим тепловые требования к схеме и перечню используемых компонентов (см. рис. 6) с учетом следующих условий: V_{IN} = 24 В DC, V_{OUT} = 12 В DC, $I_{OUT-MAX}$ = 3 А, f_{SW} = 400 кГц, T_A = 50ºC.

Из технического описания WPMDH1302401JT следует, что суммарная рассеиваемая мощность составляет 2,9 Вт. В данном примере максимальная допустимая температура перехода T_{J-MAX} (собственная температура модуля) равна 100ºC. Максимальное допустимое тепловое сопротивление между переходом и окружающей средой Θ_{JA-MAX} определяется следующим образом:

$$\Theta_{JA-MAX} = \frac{T_{J-MAX} - T_A}{P_D} = \frac{100°C - 50°C}{2,9\,Вт} = 17,2\frac{°C}{Вт}.$$

Этот результат свидетельствует о том, что обеспечить требуемый тепловой режим окажется довольно-таки трудной задачей, т. к. в таблице электрических характеристик указано значение 16ºC/Вт для четырехслойной печатной платы с медным покрытием толщиной 35 мкм и площадью 76,2×76,2 мм. В техописании величина теплового сопротивления между переходом и корпусом Θ_{JC} составляет 1,9ºC/Вт. Такое малое значение сопротивления говорит о том, что корпус TO263–7EP предназначен для работы высокомощных модулей. Рассчитаем минимальную площадь печатной платы:

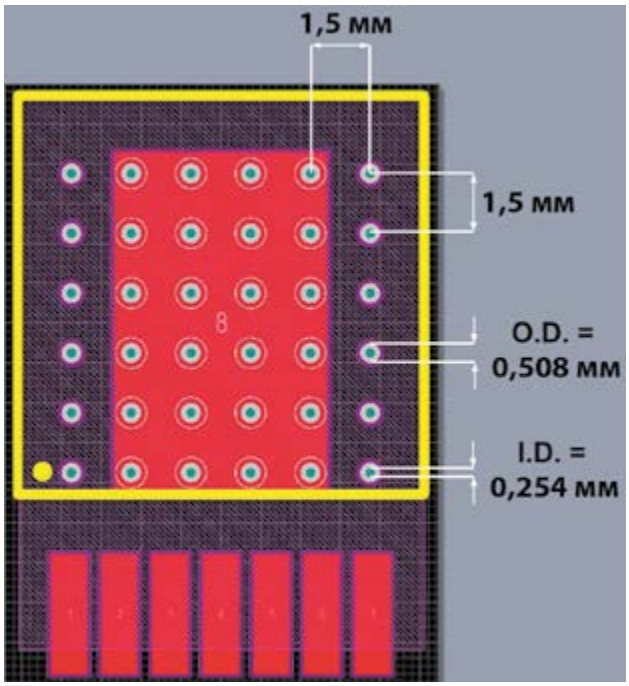


Рис. 14. **Рекомендуемый размер и распределение теплоотводящих переходных отверстий при использовании корпуса TO-263-7EP**

$$A_{PCB-MIN} = \frac{500\frac{°C \cdot см^2}{Вт}}{\Theta_{JA-MAX} - \Theta_{JC}} = \frac{500\frac{°C \cdot см^2}{Вт}}{17,2\frac{°C}{Вт} - 1,9\frac{°C}{Вт}} = 33\,см^2.$$

Примечание. *Коэффициент 500, используемый для данного расчета, является приблизительным числом, и не учитывает более сложные взаимосвязи.*

Площадь в 33 см^2 получена для квадратной четырехслойной печатной платы размером 5,7×5,7 см. Толщина медного слоя этой платы с теплоотводящими переходными отверстиями составляет, по крайней мере, 35 мкм. Очевидно, что этот тепловой расчет не является точным.

Еще раз хотелось бы подчеркнуть необходимость проведения лабораторных испытаний. Кроме того, повышение толщины медного слоя, заполняющего теплоотводящие отверстия, или улучшение воздушного обдува платы позволит либо уменьшить ее размеры, сохранив прежнюю максимальную температуру перехода, или уменьшить эту температуру при той же площади печатной платы.

РАЗРАБОТКА ИНВЕРТИРУЮЩЕГО «ПОНИЖАЮЩЕ-ПОВЫШАЮЩЕГО» КОНВЕРТЕРА НА БАЗЕ МОДУЛЯ MagI³C

КРИСТОФЕР РИЧАРДСОН (CHRISTOPHER RICHARDSON),
Перевод: **ЕВГЕНИЙ КАРТАШОВ**

Силовой модуль MagI³C от Würth Elektronik eiSos обычно используется в синхронных понижающих конвертерах, способных преобразовывать высокое входное напряжение в низкое выходное с высокой эффективностью и выпускаемых в компактных корпусах с низким уровнем EMI. Инвертирующий «понижающе-повышающего» стабилизатор (Buck-Boost Converter, BBC) является еще одной схемой, которая может быть реализована на основе модуля семейства MagI³C с использованием нескольких дополнительных настроек. Это устройство преобразует положительное входное напряжение V_{IN} в отрицательное выходное V_{OUT}, причем, величина V_{OUT} может быть как больше, так и меньше V_{IN}.

Диапазоны входных напряжений и абсолютных значений выходного напряжения (рис. 1) могут перекрываться при использовании инвертирующего «понижающе-повышающего» стабилизатора. В статье приведена методика выбора надежных компонентов для данной топологии и показано, как оценочная плата для понижающего конвертера может быть использована в режиме понижения и повышения. На рис. 2 показано, как инвертирующая BBC-топология получается из схемы синхронного понижающего DC/DC-регулятора путем замены выводов заземления и выходов, а также модификации подключения входного конденсатора.

На рис. 3 показана базовая схема силового модуля MagI³C семейства VDRM, использованная как понижающий преобразователь (слева), а также изменения, необходимые для ее преобразования в инвертирующий BBC (справа). Реализация схем, приведенных на рис. 2 и 3, не требует применения конденсатора C_{IN1}. Он не показан на блок-схеме, его преимущества будут объяснены далее.

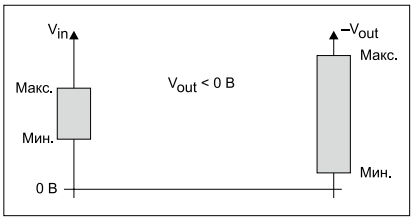


Рис. 1. **Диапазон входных и выходных напряжений**

НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКИ В СИНХРОННОМ BBC

На рис. 4 показаны два коммутационных состояния синхронного инвертирующего BBC. Когда управляющий MOSFET создает напряжение на индукторе, величина V_L равна входному напряжению V_{IN}. В течение данного периода ток в индуктивности нарастает, а выходной конденсатор поддерживает напряжение на выходе. Когда этот транзистор выключается, а синхронный MOSFET включается, ток индуктора коммутируется и протекает через цепь заземления, нагрузку и синхронный транзистор, формируя таким образом отрицательное напряжение на нагрузочном резисторе по отношению к цепи заземления. Ток индуктора также заряжает выходной конденсатор, напряжение на котором равно ($-V_{OUT}$).

НАПРЯЖЕНИЕ, ТОК И ОГРАНИЧЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ЗАПОЛНЕНИЯ

Выбор подходящего модуля MagI³C для понижающей топологии однозначен: диапазон входного и выходного напряжения, а также выходной ток, приведенные в спецификации, показывают точные пределы для каждой из этих величин. Для режима инвертирующего понижения–повышения требуется большее количество вычислений, и максимальный диапазон входного напряжения и выходного тока оказывается ниже, чем для понижающего конвертера.

Диапазон входных напряжений

Более детальный анализ схемы BBC на рис. 3 показывает, что номинальное напряжение модуля больше не относится к цепи заземления, а на самом деле становится отрицательным выходным напряжением. Общее значение сигнала между выводами V_{IN} и AGND модуля равно сумме

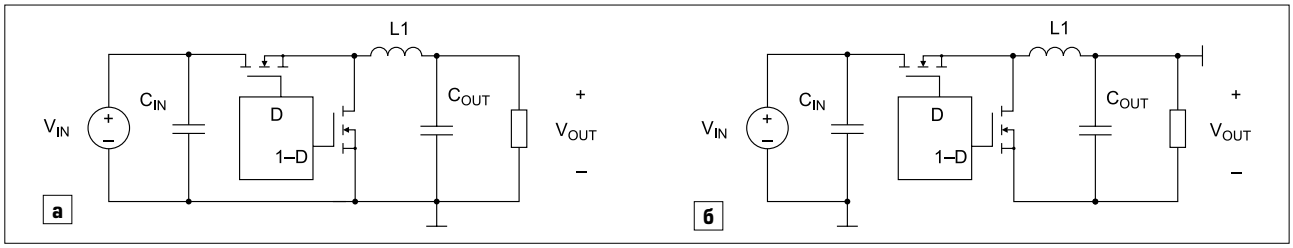


Рис. 2. **Синхронные преобразователи: а) понижающий; б) понижающе-повышающий**

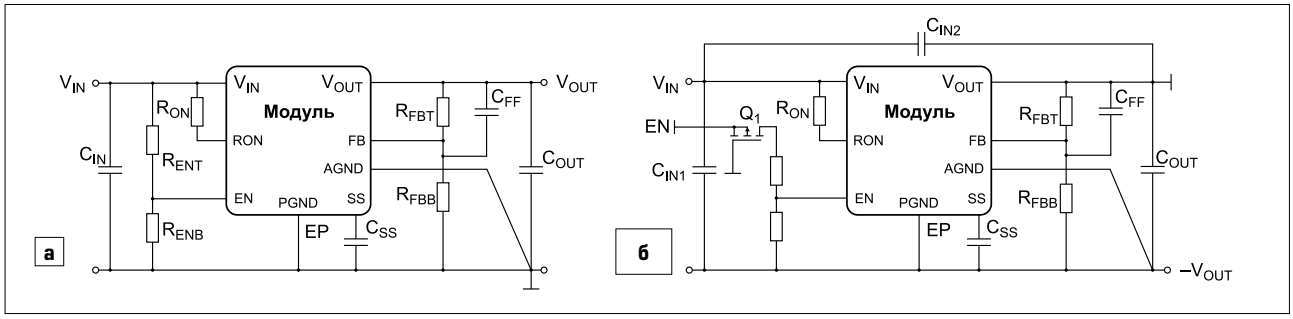


Рис. 3. **а) Синхронный понижающий преобразователь; б) синхронный «понижающе-повышающий» преобразователь на базе модулей семейства VDRM**

входного напряжения и абсолютного значения выходного. Это можно определить, учитывая, что напряжения на C_{IN2} и C_{OUT} складываются вместе, имея потенциал заземления в средней точке. В таблице 1 приведены диапазоны входных и выходных сигналов для каждого компонента семейства VDRM.

Так, например, у модуля 171032401 (42 V_{IN}/3 А/5–24 V_{OUT}) при работе с входным сигналом 24 В теоретический максимум выходного напряжения будет ограничен на уровне –18 В. На практике нужно оставить запас (по крайней мере 3–4 В) для переходных процессов, поэтому рекомендованное значение максимального выходного напряжения при V_{IN} = 24 В будет 14–15 В.

Режим «понижения–повышения» также имеет отличительное преимущество перед понижающим стабилизатором: как следует из названия, абсолютное значение выходного напряжения может быть выше или ниже входного сигнала. Поскольку возможна регулировка минимального времени включения и выключения модуля, то уровня –12 В на выходе можно достичь при 6 В на входе. Кроме того, при работе модуля входное напряжение может стать даже ниже номинального значения для режима понижения (V_{IN} = 6 В), если сумма (V_{IN} + |–V_{OUT}|) больше или равна 6 В. На рис. 5 показано максимальное входное напряжение в зависимости от выходного, а также максимальное выходное напряжение в зависимости от входного.

Максимальный выходной ток

В «понижающе-повышающей» топологии максимальный выходной ток конвертера является функцией коэффициента заполнения. (Его также можно рассматривать как функцию отношения входного напряжения к выходному.) Это происходит потому, что модули MagI³C Power измеряют ток индуктора, а в «понижающе-повышающем» конвертере его среднее значение не совпадает со средним значением выходного тока, как показано в выражении (1). Кроме того, модули MagI³C Power измеряют ток индуктора, когда MOSFET верхнего плеча открыт, и он достигает своего пикового значения. Цепь защиты от перегрузки контролирует этот пик. Для расчета его величины сначала необходи-

Таблица 1. **Диапазоны входных/выходных напряжений и выходных токов для модулей VDRM MagI³C**

Тип конвертера	Корпус	Тип WE	V_{IN}, В	V_{OUT}, В	I_{OUT}, А
VDRM (понижающий DC/DC-конвертер)	TO263-7EP	WPMDH1102401J	6–42	5-24	1
	TO263-7EP	WPMDH1152401J	6–42	5-24	1,5
	BQFN-39	WPMDB1200362Q	2,95–6	0,8-3,6	2
	TO263-7EP	WPMDH1200601J	6–42	0,8-6	2
	BQFN-41	WPMDU1251501N	7–50	2,5-15	2,5
	TO263-7EP	WPMDH1302401J	6–42	5-24	3
	BQFN-39	WPMBD1400362Q	2,95–6	0,8-3,6	4
	TO263-7EP	WPMDM1500602J	6–36	0,8-6	5
	BQFN-39	WPMDB1600362Q	2,95–6	0,8-3,6	6

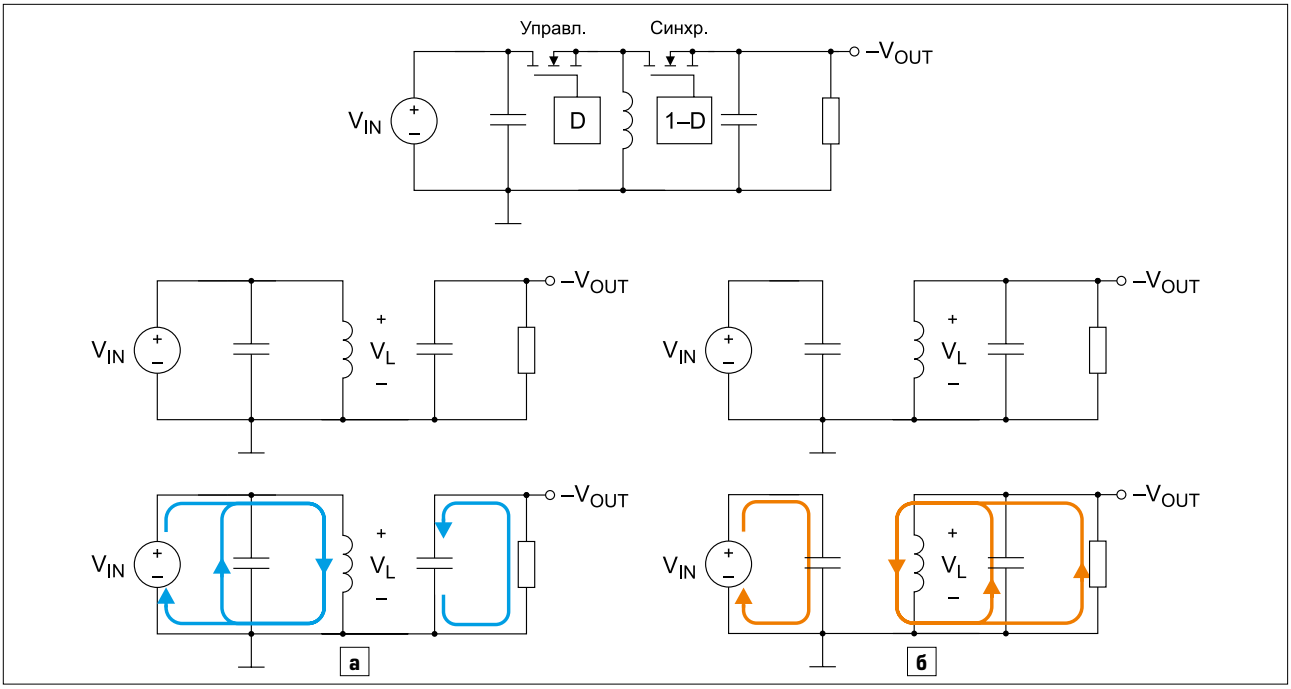


Рис. 4. **Инвертирующий синхронный «понижающе-повышающий» преобразователь: а) с управляющим MOSFET; б) синхронным MOSFET. Коэффициент заполнения D определяется формулой (2)**

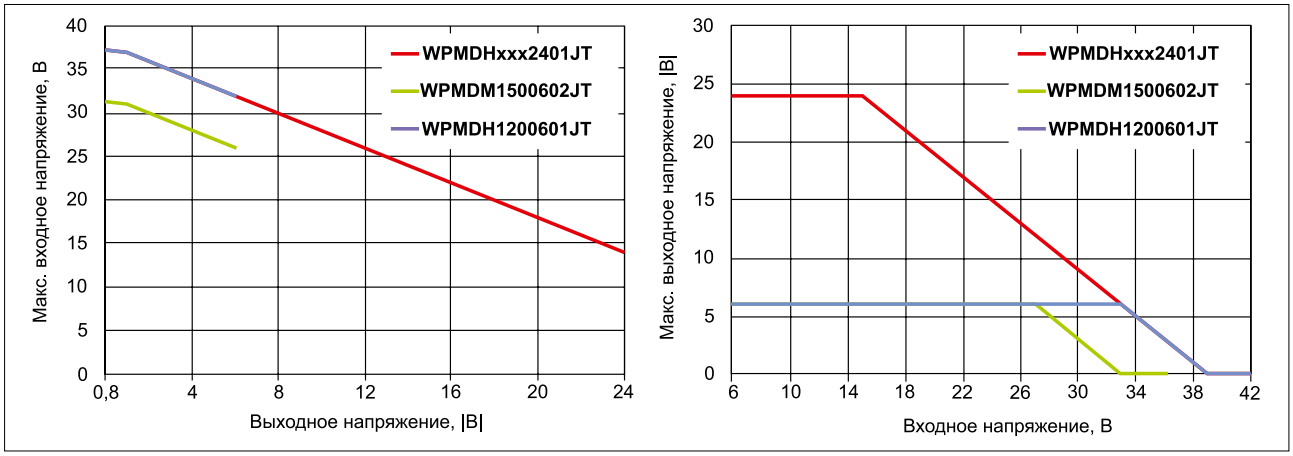


Рис. 5. **Соотношение максимального входного и выходного напряжения**

мо определить среднее значение тока, которое является функцией коэффициента заполнения (D) и определяется следующим образом:

$$I_{L-AVG} = \frac{I_{OUT}}{1-D}, \quad (1)$$

$$D = \frac{|V_{OUT}|}{V_{IN} + |V_{OUT}|}. \quad (2)$$

Низким падением напряжения на MOSFET и внутреннем силовом индукторе можно пренебречь, поскольку они малы по сравнению со значениями $-V_{OUT}$ и V_{IN} для большинства приложений. Для расчета максимального выходного тока схемы ВВС необходимо знать выходное напряжение, минимальное входное напряжение, индуктивность и частоту переключения. Сначала рассчитывается максимальный коэффициент заполнения:

$$D_{max} = \frac{|V_{OUT}|}{V_{IN\,min} + |V_{OUT}|}. \quad (3)$$

Каждый модуль MagI³C имеет фиксированный порог защиты от перегрузки по току. Для удобства эти пределы вместе с внутренними индуктивностями приведены в таблице 2.

Размах тока пульсаций в индукторе и пиковый ток «понижающе-повышающего» конвертера рассчитываются так:

$$\Delta i_L = \frac{V_{IN\,min} \times t_{ON,max}}{L_1} =$$

$$= \frac{10\text{В} \times 1{,}11\,\text{мкс}}{10\,\text{мкГн}} = 1{,}1\text{A}_{P-P}, \quad (4)$$

$$I_{L-PK} = I_{L-max} + \frac{\Delta i_L}{2} =$$

$$= 2{,}45\text{A} + \frac{1{,}1\text{A}}{2} = 2{,}99\text{ A}. \quad (5)$$

И наконец, это выражение может быть изменено и использовано для вычисления максимально достижимого тока для заданных условий работы:

$$I_{OUT-max} = (1 - D_{max}) \times$$

$$\times (I_{OCP} - \frac{V_{IN\,min} \times D_{max}}{2 \times L_1 \times f_{SW}}). \quad (6)$$

Ограничения коэффициента заполнения D

Коэффициент заполнения у модулей MagI³C семейства VDRM не ограничен напрямую из-за непрерывного управления временем включения, но транзистор верхнего уровня должен выключаться на время не менее 260 нс и оставаться включенным не менее 150 нс во время каждого цикла коммутации. Эти ограничения определяют минимальное и максимальное эффективное значение параметра D (рис. 6), который модули MagI³C могут обеспечить во всех топологиях, и во всех схемах эти пределы становятся все более значительными с ростом частоты переключения. В общем, «понижающе-повышающая» схема в основном работает с ограничением максимального коэффициента заполнения/минимального времени выключения, поскольку она может использоваться при более низком напряжении, чем понижающий конвертер.

УКАЗАНИЯ ПО ПРОЕКТИРОВАНИЮ

В этом разделе приводятся рекомендации по проектированию и подбору внешних компонентов инвертирующего ВВС со следующими параметрами:

- входное напряжение V_{IN} = 10–28 В;
- выходное напряжение V_{OUT} = –12 В, I_{O-max} = 1 А;
- КПД, η = 90%.

Этот преобразователь (рис. 7) может работать при входном напряжении постоянного тока 12 или 24 В, выпрямленного переменного напряжения 12 В (AC), а также батареи 12 и 24 В. Выход –12 В может быть использован для питания усилителей мощности, датчиков или других аналоговых устройств, которым требуется отрицательное напряжение.

Выбор силового модуля

Этот процесс часто требует проведения нескольких итераций. Для начала определяется максимальное напряжение между выводами VIN и VOUT (28 В + +12 В = 40 В). Таким образом, 5-А модуль MagI³C-VDRM с предельным значением 36 В может быть исключен. Далее можно рассчитать средний ток индуктора с помощью выражений (1) и (3). Следует учесть, что наибольший ток возникает при минимальном входном напряжении:

$$D_{max} = \frac{|V_{OUT}|}{V_{IN\,min} + |V_{OUT}|} = \frac{12\text{В}}{10\text{В} + 12\text{В}} = 0{,}55,$$

$$ESR \geq \frac{1}{2} \times \sqrt{\frac{L_F}{C_{IN,1}}} - DCR =$$

$$= \frac{1}{2} \times \sqrt{\frac{1\,\text{мкГн}}{10\,\text{мкФ}}} - 0{,}003\text{Ом} = 0{,}155\text{Ом}.$$

Таблица 2. **Минимальный порог защиты от перегрузки по току в диапазоне температур**

Номер модуля	Минимальный порог ограничения I_{OCP}, А	Внутренняя индуктивность L_1, мкГн
WPMDH1200601JT	2,3	10
WPMDH1500602JT	5,4	3,3
WPMDH1102401JT	1,5	15
WPMDH1152401JT	2,4	15
WPMDH1302401JT	3,2	10

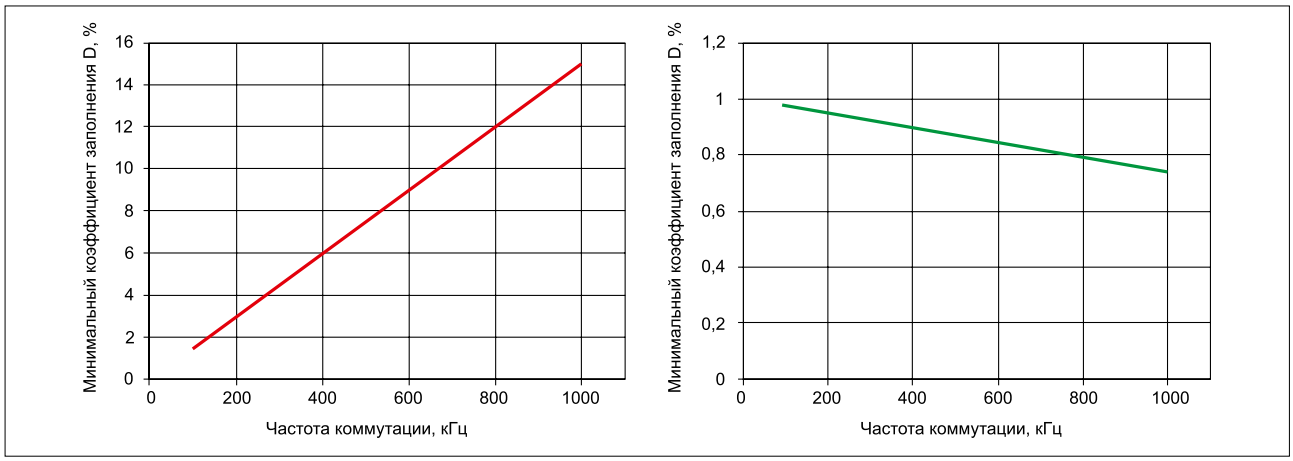


Рис. 6. **Ограничения коэффициента заполнения D в зависимости от частоты коммутации в диапазоне 100 кГц–1 МГц**

Если средний ток превышает 2 А, то можно исключить три компонента семейства с током 1; 1,5 и 2 А. В результате остается только 3-А версия MagI³C-VDRM, которая и будет использоваться в дальнейшем.

Выбор рабочей частоты

Это фундаментальный вопрос, определяющий энергоэффективность и рассеивание мощности в модуле. Поскольку силовой индуктор является встроенным, то компромисс в отношении пространства/размера по сравнению с эффективностью не так актуален, как в случае стандартных импульсных стабилизаторов. Следовательно, критериями выбора являются КПД/рассеивание мощности, размер входных и выходных конденсаторов, амплитуда пульсации тока (чтобы не столкнуться с защитой от перегрузки) и наличие каких-либо чувствительных частотных диапазонов. Из-за минимальных требований к времени включения 150 нс максимально возможная частота переключения рассчитывается следующим образом:

$$f_{SW\,max} = \frac{V_{OUT}}{(150\text{нс} \times V_{IN\,max})} =$$

$$= \frac{12\text{В}}{(150\,\text{нс} \times 28\text{В})} = 2,9\text{МГц}. \quad (7)$$

Частота 2,9 МГц находится далеко за пределами рекомендуемого диапазона для 3-А MagI³C-VDRM, составляющего 200–800 кГц. Кроме того, это также далеко за пределами реальной частоты переключения для модуля MagI³C, имеющего выходную мощность 12 Вт (см. раздел «Мощность рассеивания» для получения подробной информации о зависимости мощности от частоты в [4]). Величина f_{SW} = 500 кГц является более разумной, она и будет использоваться.

Проверка пикового значения тока и порога защиты от перегрузки

Как описано в разделе «Максимальный выходной ток», отношение входного напряжения к выходному и частота переключения определяют величину максимального тока. При использовании 3-А модуля на выбранной частоте выражение (6) может использоваться для того, чтобы убедиться, что защита от перегрузки не будет активирована:

$$I_{OUT-max} = (1 - D_{max}) \times (I_{OCP} - \frac{V_{IN\,min} \times D_{max}}{2 \times L_1 \times f_{SW}}) =$$

$$= \frac{(1-0,55) \times (3,2\text{А} - (10\text{В} \times 0,55))}{(2 \times 10\,\text{мкГн} \times 500\,\text{кГц})} = 1,2\text{А}.$$

На основе этих вычислений 3-А модуль MagI³C-VDRM является оптимальным.

Выбор величины R_{ON}

Семейство VDRM модулей MagI³C использует систему управления, контролирующую время включения и частоту переключения, программируемую путем выбора резистора, определяющего время, в течение которого MOSFET верхнего плеча остается включенным в каждом цикле. Это время изменяется обратно пропорционально входному напряжению для поддержания постоянной частоты переключения в диапазоне входного напряжения. По этой причине выражение для выбора R_{ON} одинаково для понижающего и «понижающе-повышающего» режимов:

$$R_{ON} = \frac{V_{OUT}}{(1,13 \times 10^{-10} \times f_{SW})} =$$

$$= \frac{12\text{В}}{(1,13 \times 10^{-10} \times 500\,\text{кГц})} = 185\,\text{кОм}. \quad (8)$$

Ближайшее значение из ряда E96 — 187 кОм, и после выбора величины R_{ON} необходимо определить максималь-

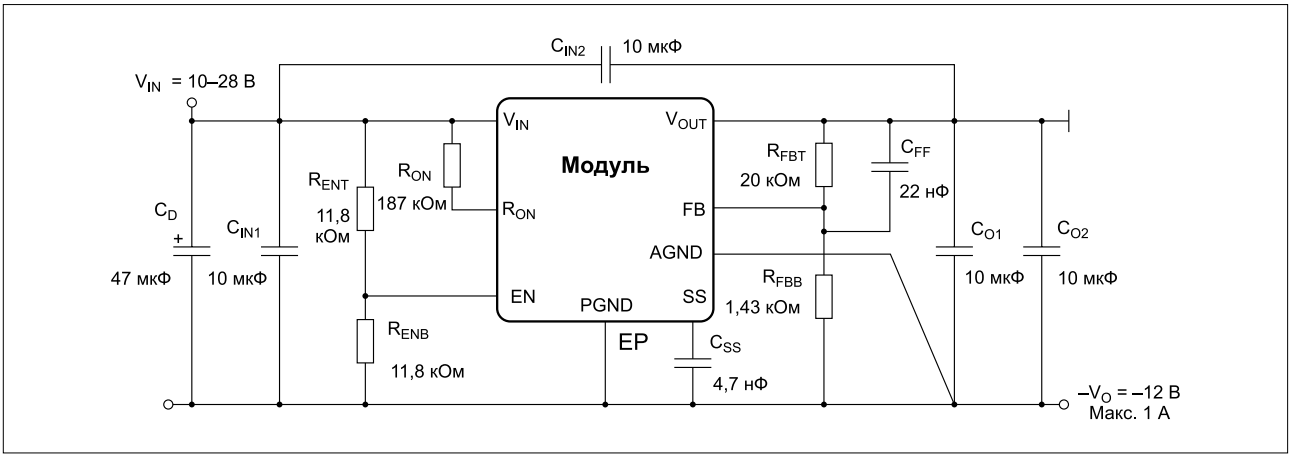


Рис. 7. **Пример реализации — принципиальная схема**

ное время включения для дальнейших вычислений:

$$t_{ON,\max} = \frac{1{,}13\times10^{-10}\times R_{ON}}{V_{IN,\min}+|V_{OUT}|} =$$

$$= \frac{1{,}13\times10^{-10}\times187\text{кОм}}{10\text{В}+12\text{В}} = 1{,}11\text{ мкс}. \quad (9)$$

РАСЧЕТ ТОКА ВСТРОЕННОГО ИНДУКТОРА

Средний ток индуктора уже известен из выражения (1) — 2,45 А. Учитывая максимальное время включения и индуктивность, можно рассчитать размах тока пульсаций и пиковый ток индуктора:

$$\Delta i_L = \frac{V_{IN\min}\times t_{ON,\max}}{L_1} =$$

$$= \frac{10\text{В}\times1{,}11\text{ мкс}}{10\text{ мкГн}} = 1{,}1\text{А}_{P-P}, \quad (10)$$

$$I_{L-PK} = I_{L-AVG} + \frac{\Delta i_L}{2} =$$

$$= 2{,}45\text{ А} + \frac{1{,}1\text{А}}{2} = 2{,}99\text{ А}. \quad (11)$$

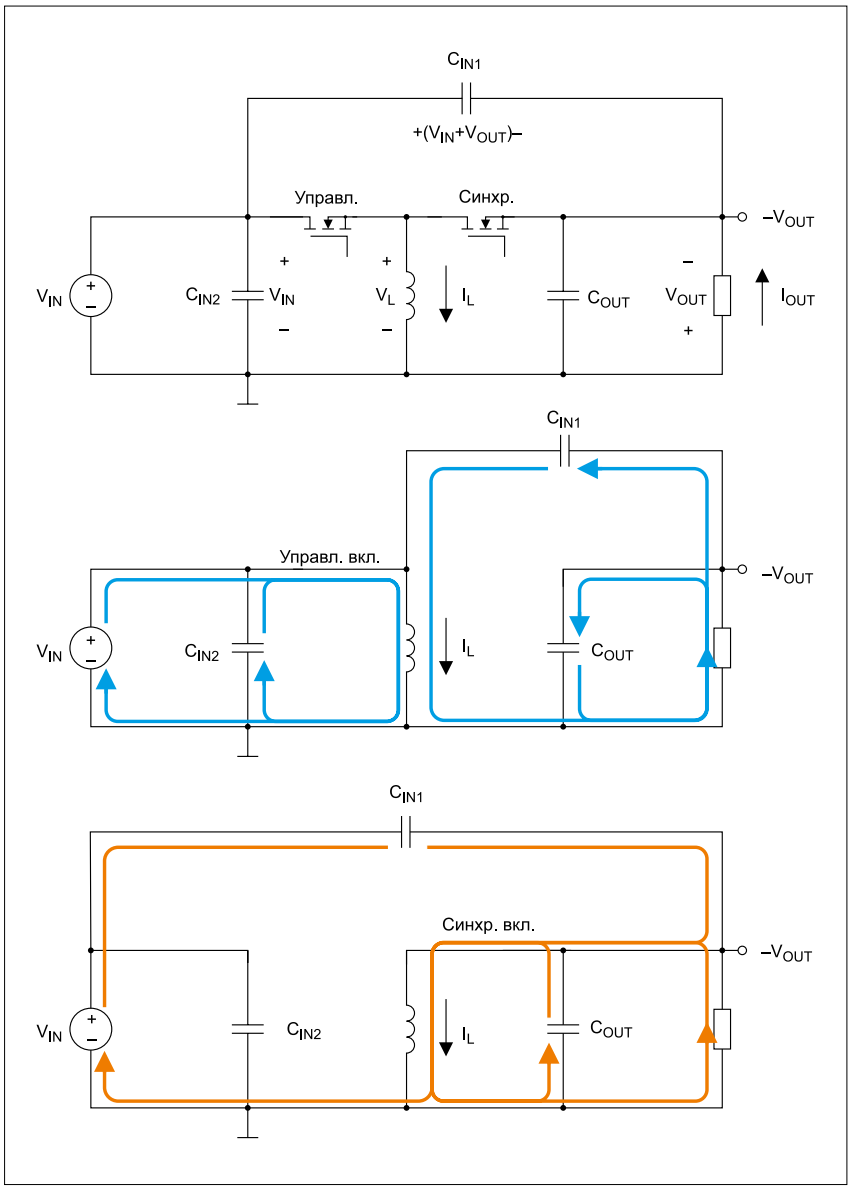
Выбор выходного конденсатора

Сначала необходимо определить допустимый пиковый уровень пульсаций выходного напряжения. Если он не задан для конкретной нагрузки, то типовое значение составляет 1–2% от выходного сигнала, в нашем случае 1% от 12 В составляет 120 мВ.

$$C_{IN,\min} = \frac{I_{OUT,\max}\times t_{ON,\max}}{\Delta V_{IN-\max}} =$$

$$= \frac{1{,}1\text{А}\times1{,}11\text{ мкс}}{100\text{ мВ}} = 11{,}1\text{мкФ}, \quad (12)$$

$$ESR_{\max} = \frac{\Delta V_{IN-\max}}{I_{L-PK}} = \frac{100\text{ мВ}}{2{,}99\text{ А}} = 33\text{ мОм}. \quad (13)$$



В отличие от сглаженного (с низким уровнем RMS пульсаций) выхода понижающего конвертера «понижающе-повышающий» преобразователь имеет высокий уровень пульсаций выходного тока, примерно такой, как в повышающей или обратноходовой схеме. Поэтому при расчете RMS тока очень важно проверить параметры выходного конденсатора:

$$I_{C_{OUT,RMS}} =$$

$$= I_{OUT,\max}\times\sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN,\min}}} = 1\text{А}\times\sqrt{\frac{12\text{В}}{10\text{В}}} = 1{,}1\text{ А}. \quad (14)$$

В общем случае, при величине емкости менее 20 мкФ можно использовать недорогие керамические конденсаторы. Кроме того, многослойные керамические конденсаторы (MLCC) выдерживают очень высокие значения RMS тока, что делает их лучшим выбором в качестве выходных конденсаторов для схем BBC. С учетом потери емкости MLCC при DC-смещении, два SMD-компонента размера 1210 номиналом 10 мкФ/25 В с диэлектриком X7R дадут около 7 мкФ при выходном напряжении 12 В. Типовая величина ESR для таких конденсаторов составляет 2–3 мОм, что значительно ниже расчетного максимума, следовательно, и пульсации выходного напряжения будут значительно ниже, чем целевое значение 120 мВ.

Выбор входного конденсатора

Как и в случае с выходными конденсаторами, первым шагом здесь является определение допустимого пикового уровня пульсаций на входе. Это в значительной степени зависит от механического и электрического положения BBC-устройства в конкретном приложении: при подключении входа источника питания посредством длинного жгута или в устройствах, на которые распространяются такие правила, как EN55025, жестко определяющие пределы кондуктивных шумов, значение ΔV_{IN-MAX} определяется точно.

В таких случаях часто требуется установка дополнительного LC- или ферритового С-фильтра для соблюдения требований по EMI (более подробную информацию о конструкции фильтров можно найти в [5]). При отсутствии других ограничений типовое «целевое» значение составляет 1% от минимального входного напряжения (1% от 10–100 мВ). Входная емкость может быть рассчитана как:

$$C_{IN,\min} = \frac{I_{OUT,\max}\times t_{ON,\max}}{\Delta V_{IN-\max}} =$$

$$= \frac{1{,}1\text{А}\times1{,}11\text{ мкс}}{100\text{ мВ}} = 11{,}1\text{мкФ}, \quad (15)$$

$$ESR_{\max} \le \frac{\Delta V_{IN-\max}}{I_{L-PK}} = \frac{100\,\text{мВ}}{2,99\,\text{A}} = 33\,\text{мОм}. \quad (16)$$

«Понижающе-повышающие» конвертеры создают высокие пульсирующие входные RMS тока, подобно понижающим или обратноходовым стабилизаторам, поэтому расчет режимов входного конденсатора очень важен:

$$I_{IN,AVG} = \frac{(I_{OUT,\max} \times V_{OUT})}{V_{IN,\max} \times \eta} =$$

$$= \frac{1\,\text{A} \times 12\,\text{В}}{10\,\text{В} \times 0,9} = 1,33\,\text{A}, \quad (17)$$

$$I_{C_{IN,RMS}} = \frac{(I_{IN,AVG} \times \sqrt{D_{\max}})}{(1 - D_{\max})} =$$

$$= \frac{1,33\,\text{A} \times \sqrt{0,55}}{(1 - 0,55)} = 1,47\,\text{A}. \quad (18)$$

Два положения входного конденсатора

Поскольку в инвертирующей ВВС-топологии использован понижающий стабилизатор, имеющий опорное отрицательное напряжение, входная емкость используется в двух положениях. Конденсатор C_{IN2} абсолютно обязателен, поскольку он пропускает полный AC, потребляемый преобразователем, и поддерживает входное напряжение, когда управляющий MOSFET выключен, а транзистор синхронизации включен, как показано на рис. 4 и 8. Конденсатор C_{IN1} не является строго необходимым, но он очень полезен для уменьшения уровня пульсаций выходного напряжения, что уменьшает проблемы с устройствами, чувствительными к коммутационным выбросам, такими как усилители и АЦП. Низкие выходные пульсации также улучшают ситуацию с кондуктивными электромагнитными шумами на выходе преобразователя.

С одной стороны, C_{IN1} может рассматриваться как дополнительный компонент, увеличивающий расходы на комплектующие, однако на практике он позволяет сэкономить деньги и место на плате за счет уменьшения размера и стоимости или даже исключения выходного фильтра. C_{IN1} работает при среднем напряжении (V_{OUT} + V_{IN}), а для этого приложения худшим случаем является ситуация, когда $V_{IN,max}$ достигает 40 В. Элемент C_{IN2} — это «стандартный» входной конденсатор, находящийся между потенциалами V_{IN} и GND, поэтому максимальное напряжение равно $V_{IN,max}$, или 28 В в нашем примере.

Баланс общей емкости между C_{IN1} и C_{IN2} влияет как на пульсации входного напряжения (между V_{IN} до GND, где проводится измерение EMI), так и на пульсации выходного напряжения. Как правило, лучший компромисс заключается в том, чтобы половину суммарной емкости, рассчитанной по (15), поставить в качестве C_{IN1}, а вторую половину — C_{IN2}.

Многослойная керамика MLCC является хорошим выбором для входных конденсаторов инвертирующего «понижающе-повышающего» конвертера благодаря высокому значению RMS тока, необходимому для C_{IN1} и C_{IN2}. Максимальное напряжение 40 и 28 В, прикладываемое, соответственно, к C_{IN1} и C_{IN2}, означает, что нужно выбирать конденсаторы с диэлектриками X5R или X7R, имеющие номинальное напряжение не менее 50 В. В нашем случае будут использоваться компоненты типоразмера 1210, X5R, 50 В номиналом 10 мкФ. Несмотря на потерю емкости из-за DC-смещения, одним из преимуществ MLCC является то, что в худшем случае, когда требуется наибольшая емкость при минимальном входном напряжении, потеря емкости является самой низкой.

В нашем случае при 22 В фактическая емкость C_{IN1} составляет около 6 мкФ, а при 10 В фактическая емкость C_{IN2} — около 9 мкФ. Один конденсатор размещается в каждой позиции. Из-за сложных взаимодействий и трудности измерения токов в лаборатории очень полезно предварительно провести моделирование. На рис. 9 и 10 показаны пульсации входного напряжения относительно цепи заземления и пульсации выходного напряжения для двух случаев: в первом вся емкость обеспечивается C_{IN2}, во втором емкость равномерно разделяется между C_{IN1} и C_{IN2} в соответствии с рекомендациями.

В этом примере пульсации входного напряжения аналогичны для обоих случаев, хотя на самом деле они немного выше, когда конденсатор разделен между C_{IN1} и C_{IN2}. Это связано с потерей емкости из-за приложения напряжения (V_{OUT} + V_{IN}) на C_{IN1}.

Заметное улучшение наблюдается в пульсациях выходного напряжения, что объясняется непрерывным путем тока, который обеспечивает C_{IN1}. Без этого конденсатора не будет прямой передачи энергии от входа к выходу во время любого из двух коммутационных состояний, а с ним протекающий AC приближает выходные пульсации по форме и амплитуде к желаемым показателям, как у понижающего преобразователя.

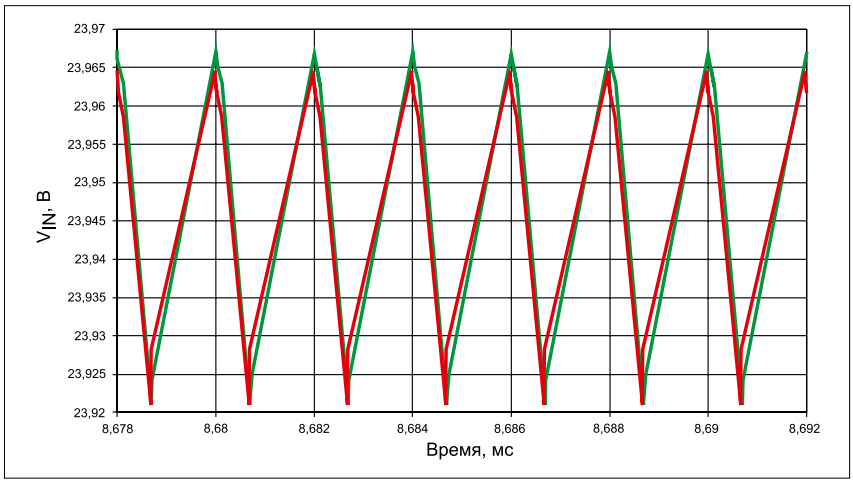


Рис. 9. **Пульсации входного напряжения: вся емкость в C_{IN2} (красная кривая); распределение 50/50% (зеленая кривая)**

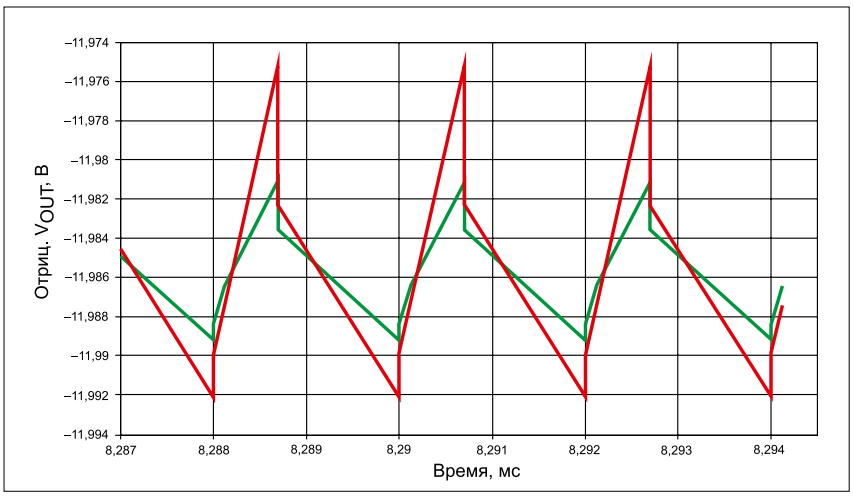


Рис. 10. **Пульсации выходного напряжения: вся емкость в C_{IN2} (красная кривая); распределение 50/50% (зеленая кривая)**

Демпфирование резонанса на входе

Сочетание большой паразитной индуктивности, образованной длинными подводящими проводами, и чисто керамических входных конденсаторов создает высокодобротный LC-фильтр (рис. 11), в котором могут возникать колебания, когда он работает на импульсный преобразователь с отрицательным входным импедансом. С математической точки зрения импульсный источник питания будет резонировать с входным фильтром всякий раз, когда импеданс входного фильтра выше абсолютного значения отрицательного входного импеданса коммутируемого устройства.

Такой субгармонический резонанс часто называют «взаимодействием источника питания». На рис. 12 показано негативное влияние при подключении входа устройства проводами длиной 30 см. Наихудший вариант «взаимодействия» наблюдается при минимальном входном напряжении и максимальном выходном токе, когда абсолютное значение входного импеданса преобразователя минимально. Осцилляции на частоте 43 кГц являются источником EMI и должны быть устранены за счет добавления большего конденсатора с более высоким значением ESR параллельно C_{IN1} для демпфирования резонанса.

Демпфирующий конденсатор CD должен быть в четыре-пять раз больше по емкости, чем керамический C_{IN1}, и для полного демпфирования LC-резонанса минимальную величину ESR демпфирующего конденсатора можно вычислить как:

$$ESR \geq \frac{1}{2} \times \sqrt{\frac{L_F}{C_{IN,1}}} - DCR =$$

$$= \frac{1}{2} \times \sqrt{\frac{1\text{мкГн}}{10\text{ мкФ}}} - 0,003\text{Ом} = 0,155\text{Ом}. \quad (19)$$

Для этого примера фактическая входная индуктивность является чисто паразитной, в данном случае можно допустить ее значение 1 мкГн. При использовании входного индуктора это значение заменяется на L_F. Величина ESR большинства крупных MLCC находится в диапазоне 2–3 мОм и может быть проигнорирована. Алюминиевые конденсаторы обладают хорошими демпфирующими свойствами благодаря высокому ESR, но при необходимости можно добавить дискретный резистор последовательно с C_D, чтобы обеспечить достаточное демпфирующее сопротивление (рис. 13).

В нашем случае предположим, что C_{IN1} имеет 100% своей номинальной емкости при V_{IN} = 10 В (C_{IN1} = 10 мкФ). Следовательно, для получения 47 мкФ необходимо увеличить емкость в четыре-пять раз. Здесь алюминиевый электролитический конденсатор 47 мкФ, 50 В с импедансом 300 мОм и номинальным RMS тока 500 мА является хорошим выбором. Он не только будет демпфировать любые возможные осцилляции, но также уменьшит уровень пульсаций входного и выходного напряжения.

Выходное напряжение, UVLO и плавный пуск

Выходное напряжение задается с помощью резистивного делителя с использованием таких же уравнений, как для понижающего стабилизатора. Выберем значение верхнего резистора обратной связи R_{FBT} в диапазоне 10–50 кОм, пусть для нашего примера R_{FBT} = 20 кОм. После этого нижний резистор R_{FBB} определяется как:

$$R_{FBB} = R_{FBT} / ((V_{OUT} / 0,804\text{ В})–1) =$$
$$= 20\text{ кОм} / ((12\text{ В} / (0,804\text{ В})–1) =$$
$$= 1,43\text{ кОм}. \quad (20)$$

Режим «плавный пуск» также остается неизмененным, однако защита от падения входного напряжения (UVLO) требует некоторых доработок. Если используется стандартный резистивный делитель между потенциалами V_{IN} до $–V_O$, то порог включения на повышение остается таким же, как и для понижающего конвертера. Это объясняется тем, что цепь $–V_O$ имеет примерно нулевой потенциал перед пуском «понижающе-повышающей» схемы. Однако после начала работы устройства потенциал на выводе GND модуля падает на величину выходного напряжения, смещая понижающийся порог UVLO (порог отключения) на величину, равную выходному сигналу.

Необходимо исключить превышение максимального рабочего напряжения (6,5 В) на выводе EN модуля, когда рабочее и общее напряжение между терминалами V_{IN} и GND равно (V_{IN} + V_{OUT}). Стандартные оценочные платы пони-

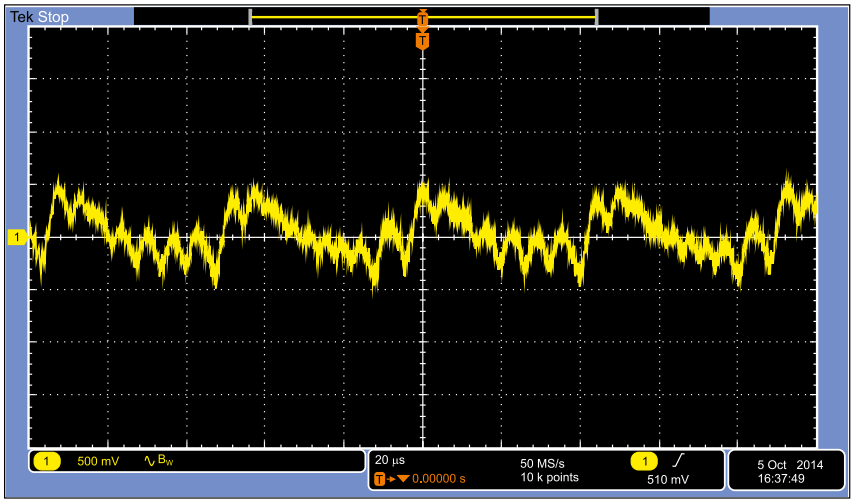


Рис. 12. **Входной сигнал с субгармоническими колебаниями из-за «взаимодействия источника питания» при V_{IN} = 10,5 В, I_O = 1 А**

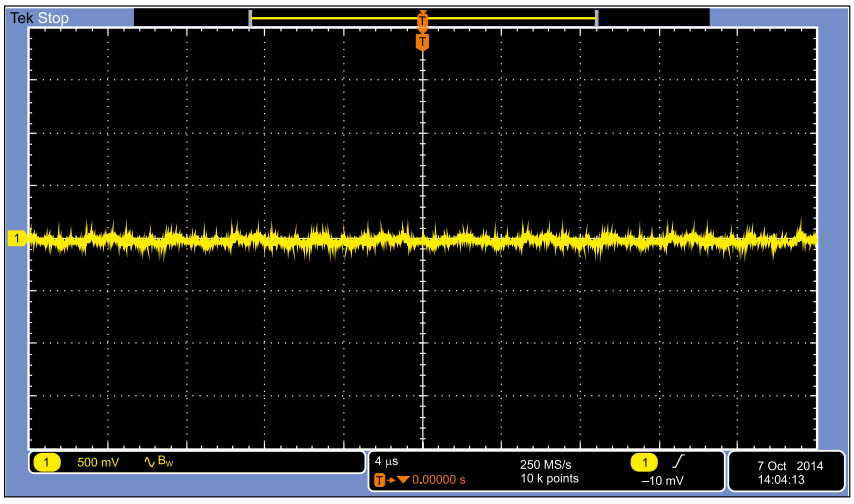


Рис. 13. **Пульсации входного сигнала с демпфирующим конденсатором CD параллельно C_{IN1}. V_{IN} = 10 В, I_O = 1 А**

жающих конвертеров на базе модулей MagI³C содержат стабилитрон 5,1 В, подключенный между выводами EN и GND для ограничения перенапряжения. Этот элемент следует включить во все устройства, где защита UVLO реализована с помощью простого резистивного делителя.

Схема сдвига уровня для точного задания порогов UVLO, логическая схема

В некоторых применениях большой гистерезис между порогами защиты UVLO на рост (V_{EN}) и спад (V_{SD}) может быть преимуществом, но в большинстве случаев разница между V_{EN} и V_{SD} не превышает 1 В. Чтобы обеспечить небольшой гистерезис, необходим компаратор сдвига уровня. На рис. 14 показан пример такой схемы, созданной с применением недорогих компонентов.

Следующее выражение определяет значения резисторов, необходимые для задания требуемых порогов UVLO:

$$V_{EN} = 9{,}5\ В;\ V_{SD} = 9\ В;$$
$$R_1 = (V_{EN}–V_{REF}) \times 10\ кОм =$$
$$= (9{,}5\ В–1{,}24\ В) \times 10\ кОм = 82{,}6\ кОм \quad (21)$$
(выбираем $R_1 = 82{,}5$ кОм).

Логический порог для высокого уровня напряжения на выводе EN должен быть около 3 В.

$$R_4 = (3В \times R_1) / (V_{OUT}+V_{EN}–3\ В) =$$
$$= (3\ В \times 82{,}5\ кОм) / (12\ В+9{,}5\ В–3\ В) =$$
$$= 13{,}4\ кОм \quad (22)$$
(выбираем $R_4 = 13{,}7$ кОм).

$$R_3 = (R_1 \times (V_{SD}+V_{OUT})) / (V_{EN}–V_{SD})–R_1–R_4 \quad (23)$$

$$R_3 = (82{,}5\ кОм \times (9\ В+12\ В)) / (9{,}5\ В–$$
$$–9\ В)–82{,}5\ кОм–13{,}4\ кОм = 3{,}37\ МОм$$
(выбираем $R_3 = 3{,}4$ МОм).

$$R_2 = (R_1 \times V_{REF} \times (R_1+R_3+R_4)) / ((R_1+R_3+R_4) \times$$
$$\times (V_{EN}–V_{REF})–R_1 \times (V_{OUT}+V_{REF})). \quad (24)$$

$$R_2 = (82{,}5\ кОм \times$$
$$\times 1{,}24\ В \times (82{,}5\ кОм+3{,}4\ МОм+13{,}7\ кОМ))$$
$$/ (82{,}5\ кОм+3{,}4\ МОм+13{,}7\ кОм) \times$$
$$\times (9{,}5\ В–1{,}24\ В)–82{,}5\ кОм \times (12\ В+1{,}24\ В) =$$
$$= 12{,}9\ кОм$$
(выбираем $R_2 = 13$ кОм).

Привязка модуля к опорному напряжению $–V_O$ также изменяет CMOS и TTTL логические уровни включения/выключения относительно других интегральных схем, микроконтроллеров и т. д. В этом случае необходим уровень сигнала P-MOSFET и два резистора, как показано в левой части рис. 3. Номиналы сопротивлений RENT и RENB — 10 кОм.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ОЦЕНОЧНОЙ ПЛАТЫ ПОНИЖАЮЩЕГО КОНВЕРТЕРА ДЛЯ ИНВЕРТИРУЮЩЕЙ СХЕМЫ BBC

Всего несколько операций и паяльник необходимы для использования модулей MagI³C в качестве «понижающе-повышающего» конвертера. Для создания схемы, разработанной в разделе 3, начните с использования оценочной платы MagI³C-VDRM (рис. 15), после чего выполните следующие действия:

1. Оригинальные входные конденсаторы — два компонента MLCC 1210, X5R, 50 В, 10 мкФ. Оставьте один на месте C_{IN1}, затем снимите второй и подключите его с помощью короткого провода к бывшему узлу «V_{OUT}», который теперь является системной цепью заземления, — это будет C_{IN2}.
   - Для предотвращения субгармонических осцилляций, описанных в разделе «Демпфирование резонанса на входе», следует добавить алюминиевый электролитический конденсатор не менее 47 мкФ/50 В между узлами V_{IN} и $–V_{OUT}$.
2. Для изменения порога включения на повышение (V_{IN}) до 9,5 В замените R_{ENB} на 18 кОм, 1%. Учитывайте, что порог на понижение будет смещен вверх на 12 В выходного напряжения, так что на практике схема будет работать до тех пор, пока входное напряжение не упадет почти до нуля.
   - Использование логики включения: удалите R_{ENT} и подключите резистор 12 кОм между выводом V_{IN} и истоком выводного транзистора P-MOSFET. Подключите базу транзистора к системной цепи заземления, а сток — на вывод EN модуля.
   - Чтобы установить параметры гистерезиса, как определено в разделе «Схема сдвига уровня для точного задания порогов UVLO, логическая схема», снимите оба резистора — R_{ENT} и R_{ENB}. Соберите схему (рис. 14) с расчетными номиналами компонентов на небольшом участке перфорированной платы (perfboard или dot PCB) и затем подключите ее короткими проводами к выводам V_{IN}, GND, $–V_O$ и EN оценочной платы.
3. Замените маркировку «GND» на «$–V_{OUT}$», аналогично замените «V_{OUT}»

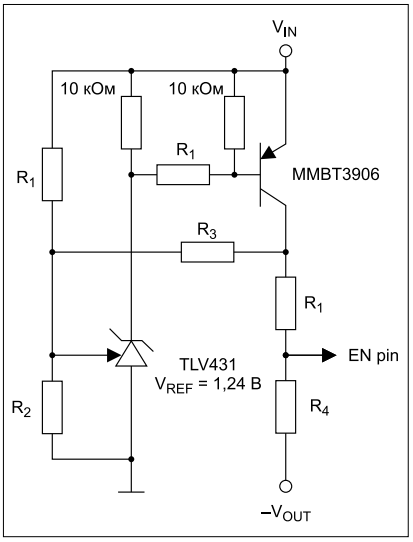


Рис. 14. **Компаратор сдвига уровня для точного задания гистерезиса UVLO**



Рис. 15. **Оценочная плата 178032401 с модификациями для использования в качестве BBC**

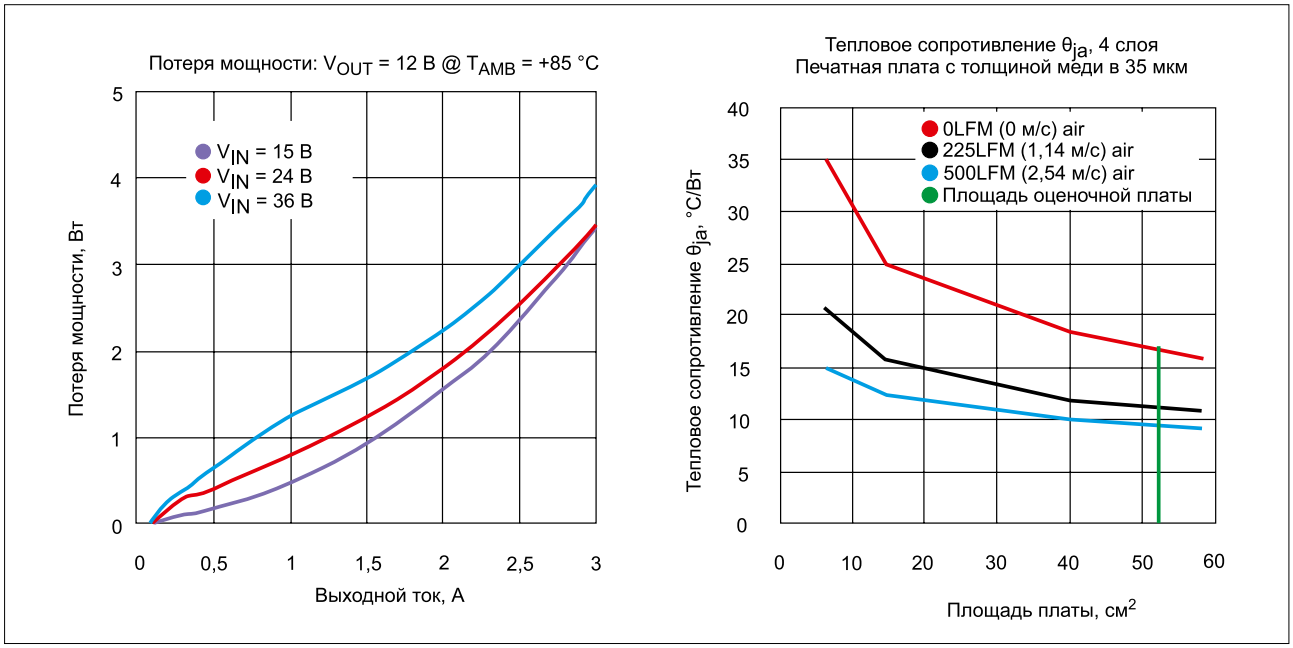


Рис. 16. **Кривые теплового отклика модуля MagI³C — VDRM**

на «GND». Используйте провода другого цвета, например, синий цвет напомнит пользователю, что выходное напряжение отрицательное.

- Учтите, что многие электронные устройства работают только с положительным напряжением, поэтому системную цепь заземления модифицированной платы следует подключить к «+» входу электронной нагрузки, а цепь отрицательного выходного напряжения должна подключаться к «–» входу электронной нагрузки.

ТЕПЛОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Теоретические вопросы, рассмотренные в разделе Power Loss and Board thermal Requirements [4], применимы к «понижающе-повышающему» преобразователю с некоторыми изменениями. Начнем с анализа двух графиков из спецификации.

Чтобы использовать кривые на рис. 16, следует заменить ток индуктора $I_{L\text{-}AVG}$, рассчитанный по (1), на выходной ток. Наихудший случай рассеивания мощности наблюдается при минимальном входном напряжении, когда ток индуктора самый высокий. Замените ($V_{IN,MIN}$ + $|V_{OUT}|$) на V_{IN} в кривой зависимости потерь мощности от выходного тока. Для этого примера (10 В+12 В) = 22 В, поэтому наиболее подходящей является красная кривая для V_{IN} = 24 В. Учитывая, что средний ток индуктора составляет 2,45 А, рассеивание мощности P_D в соответствии с графиком будет примерно 2,5 Вт. Из спецификации максимальное тепловое сопротивление, необходимое для поддержания температуры кристаллов ниже предельного значения +125°C, составляет:

$$Qja_{max} = (T_{Jmax}–T_A) / P_D =$$
$$= (+125\ °C–+85\ °C) / 2{,}5\ Вт = 16\ °C/Вт. \quad (25)$$

Кривая зависимости теплового сопротивления от площади платы показывает, что необходима площадь приблизительно 55 см^2, чтобы рассеивать такую большую мощность и поддерживать температуру модуля в пределах +125°C.

ПЕРЕЧЕНЬ ЭЛЕМЕНТОВ

Перечень элементов, использованных в оценочной плате, приведен в таблице 3.

ТОПОЛОГИЯ PCB

В следующем разделе приведено пошаговое руководство по разработке печатной платы для обеспечения наилучшей эффективности, хороших тепловых характеристик и электромагнитной совместимости (EMC). На рис. 17 показана полная схема, включающая опциональные входные и выходные фильтры для других конфигураций схемы или других требований.

Один дополнительный компонент, не показанный на схеме, — это теплоотвод модуля MagI³C — Fischer FK 244 08 D PAK. Площадки 3,5×9 мм с обеих сторон модуля (рис. 18 и 19) предназначены для монтажа радиатора.

Положение модуля и входных керамических конденсаторов, частота коммутации и частота осцилляций

В общем случае, в преобразователях, работающих в режиме «жесткой коммутации», присутствуют две фундаментальные частоты помех: частота переключения и частота «звона». «Звон» — это паразитные осцилляции, которые возбуждаются, когда энергия, накопленная в паразитной емкости полупроводниковых ключей, освобождается в процессе коммутации, в результате чего происходят осцилляции в паразитных контурах, образованных распределенной индуктивностью. «Звон» обычно наблюдается на частотах, на несколько порядков превышающих частоту переключения, как правило в диапазоне 50–200 МГц.

Токовая петля с наибольшим уровнем электрических шумов (EMI) соединяет входной конденсатор с внутренним MOSFET модуля MagI³C, поэтому мини-

Таблица 3. **Перечень элементов**

Обозначение	Описание	Типоразмер	Величина
U_1	Модуль MagI³C	7 PIN VDRM	U_{IN}: 6–42 В, U_{OUT}: 0,8–6 В, I_{OUT}: 3 А
C_{IN1}, C_{IN2}, C_{OUT1}, C_{OUT2}	Многослойный керамический конденсатор	1210	10 мкФ, 50 В, ±20%, X5R
C_D	Алюминиевый электролитический конденсатор	8×11,5 мм	100 мкФ, 0,87 А, 0,3 Ом
C_{SS}	Многослойный керамический конденсатор	0603	4,7 нФ, 50 В, ±10%, X5R
R_{ENB}, R_{ENT}	Толстопленочный резистор	0603	11,8 кОм, 1%
R_{FBB}	Толстопленочный резистор	0603	1,43 кОм, 1%
R_{FBT}	Толстопленочный резистор	0603	20 кОм, 1%
R_{ON}	Толстопленочный резистор	0603	187 кОм, 1%

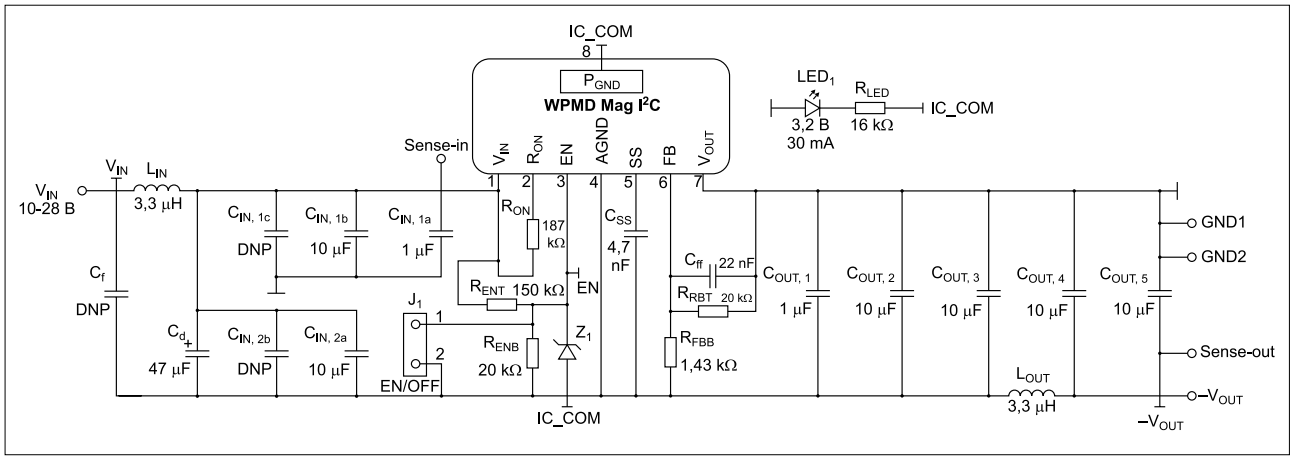


Рис. 17. **Полная схема печатной платы**

мизация ее площади имеет решающее значение для подавления EMI. Устанавливайте самые маленькие конденсаторы предельно близко к выводам модуля, где они наиболее эффективны при фильтрации «звона». В этом контексте под термином «маленький» понимаются как емкость, так и физический размер элемента. Чем выше частота сигнала, тем активнее излучение с уменьшением размера петли. Поэтому меньшая емкость фильтрует высокие частоты более эффективно.

Не менее важен физический размер конденсаторов, поскольку меньший элемент имеет и меньшую паразитную индуктивность (ESL), что также делает физически «маленький» конденсатор более эффективным при подавлении высокочастотных шумов.

Трассировка входных контуров

В инвертирующей «понижающе-повышающей» схеме есть два входных контура: один находится между выводом V_{IN}, силовым ключом и GND, а другой — между выводом V_{IN}, силовым ключом и $-V_O$. Следует найти компромисс, но приоритет должен быть отдан контуру «V_{IN}–транзистор–V_O», поскольку в нем наблюдается наибольший пиковый уровень пульсаций тока, и следовательно, он излучает больше EMI, чем петля «V_{IN}–транзистор–GND».

Конденсатор C_d обеспечивает демпфирование входного фильтра и снижает уровень пульсаций тока и напряжения на частоте переключения. Он может быть размещен дальше от модуля, поскольку имеет более высокую емкость и гораздо большее значение ESL, следовательно, оказывает небольшое влияние на высокочастотные помехи.

Размещение выходных конденсаторов, входные и выходные фильтры

Выходные конденсаторы в ВВС-топологии фильтруют прерывистый ток с высоким значением RMS так же, как и на входе. Они должны состоять из набора небольших и больших керамических элементов для фильтрации высокочастотного «звона» и низкочастотных шумов. Как и на входе, самые маленькие емкости должны располагаться в непосредственной близости к выводам модуля, затем следуют крупные керамические и, наконец, основные фильтрующие конденсаторы (алюминиевые электролитические, полимерные алюминиевые, танталовые и т. д.).

Входной (L_{IN} и C_F) и выходной фильтры (L_{OUT} и C_{04}–C_{05}) являются опциональными (по умолчанию компоненты фильтров не устанавливаются, но если они используются, то размещаются на некотором расстоянии от модуля). Оба фильтра действуют на шумы на частоте коммутации и ее гармониках, поэтому важно трассировать их таким образом, чтобы весь входной ток от источника питания и весь выходной ток проходил через контактные площадки конденсаторов фильтра C_F и C_{04}–C_{05}.

Размещение аналоговых компонентов

В нашем случае термин «аналоговый» относится ко всем компонентам, определяющим аналоговые функции модулей MagI³C, такие как выходное напряжение, порог защиты UVLO и время плавного пуска. Эти компоненты, как и в предыдущих случаях, должны находиться близко к выводам модуля, но цель здесь в другом: минимизация длины соединений и площади петли между аналоговыми компонентами и выводами модуля снижает чувствительность к помехам, генерируемым силовыми ключами, индуктором и любыми внешними источниками.

Размещайте резистивный делитель выходного напряжения близко к модулю

Одной из распространенных ошибок компоновки элементов на PCB является размещение выходного резистивного делителя (R_{FBT} и R_{FBB}) вблизи выходного конденсатора (C_{03} или C_{04}, в зависимости от типа выходного фильтра). Ошибка состоит в том, что трассы, соединяющие среднюю точку делителя с контактом

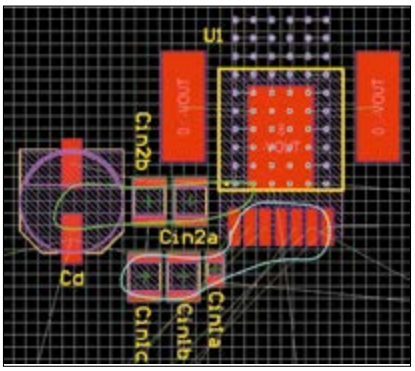


Рис. 18. **Входные конденсаторы следует размещать в контурах наименьшей площади, рядом с выводами модуля. Петля «V_{IN}–Ключ–V_o» выделена зеленым цветом, петля «V_{IN}–Ключ–GND» выделена синим цветом**

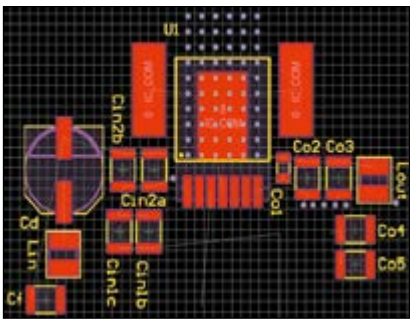


Рис. 19. **Выходные конденсаторы и LC-фильтры на входе и выходе конвертера**

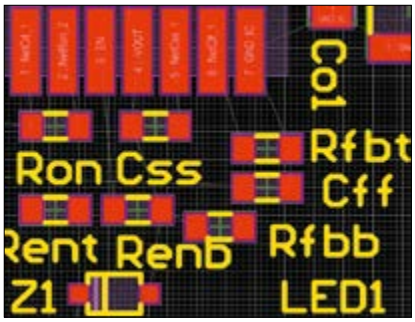


Рис. 20. **Размещение аналоговых компонентов с детализацией в правой части**

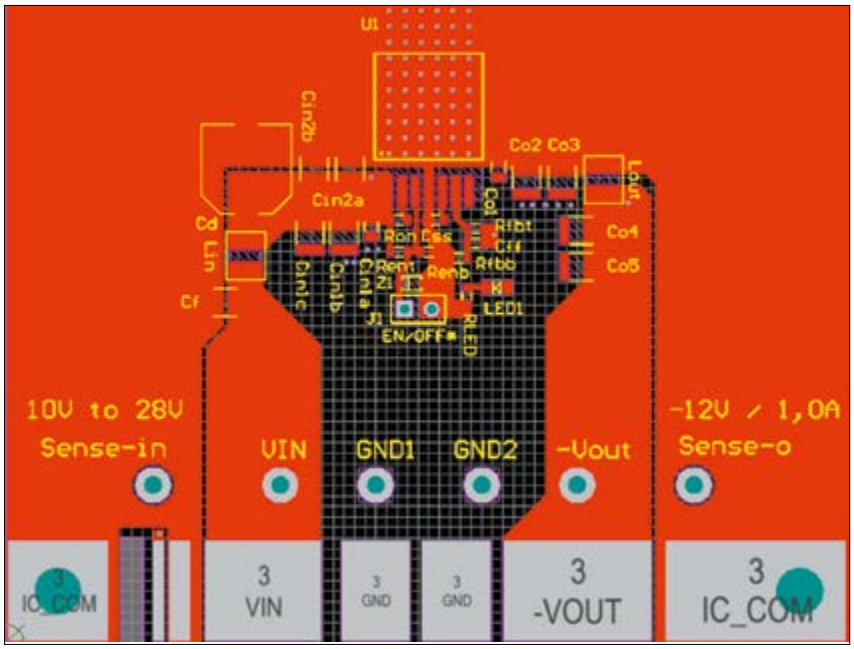


Рис. 21. **Силовые полигоны V_{IN}, IC_COM и V_0**

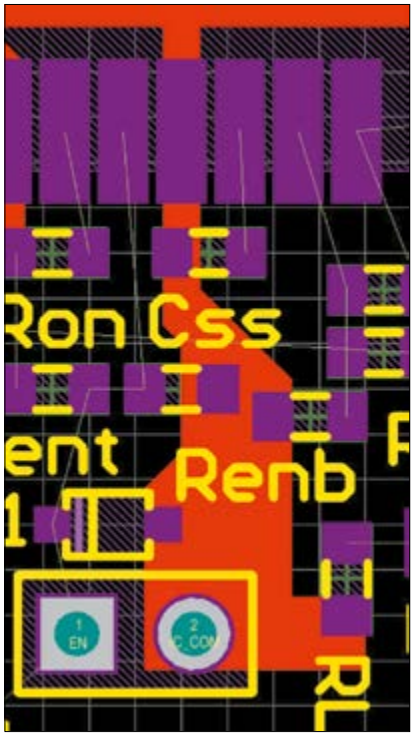


Рис. 22. **Одноточечное подключение аналоговых компонентов к выводу AGND и затем к силовому полигону**

FB, имеют очень высокий импеданс — это вход компаратора или операционного усилителя. Высокий импеданс делает эту цепь очень восприимчивой к шумам. Следует минимизировать длину данной трассы путем установки элементов R_{FBT} и R_{FBB} как можно ближе к выводам FB и AGND.

Используйте единую общую точку для аналоговых компонентов

Еще одна полезная рекомендация состоит в том, чтобы разводку всех аналоговых компонентов, соединенных с выводом AGND модуля, производить с помощью одной трассы на верхнем слое и подключать эту трассу к цепи AGND только в одной точке (рис. 22). Обратите внимание на то, что электрически этот вывод подключен к контакту $–V_0$ до выходного фильтра. В схеме на рис. 17 эта цепь называется «I_{C_COM}». Затем короткая трасса должна соединять контакт AGND с теплоотводящим основанием модуля, этот вывод аналогичен контактам PGND, или «Силовая земля» стандартного импульсного стабилизатора, или I_C контроллера. Такое одноточечное соединение помогает поддерживать единый опорный потенциал для всех аналоговых узлов. Даже если электрические шумы замыкаются по полигону AGND, относительное опорное напряжение между силовым модулем MagI³C и аналоговыми компонентами останется неизменным.

Трассировка силовых полигонов на верхнем слое

Сильноточные цепи, проводящие входной и выходной ток и соединяющие входные и выходные конденсаторы, должны выполняться

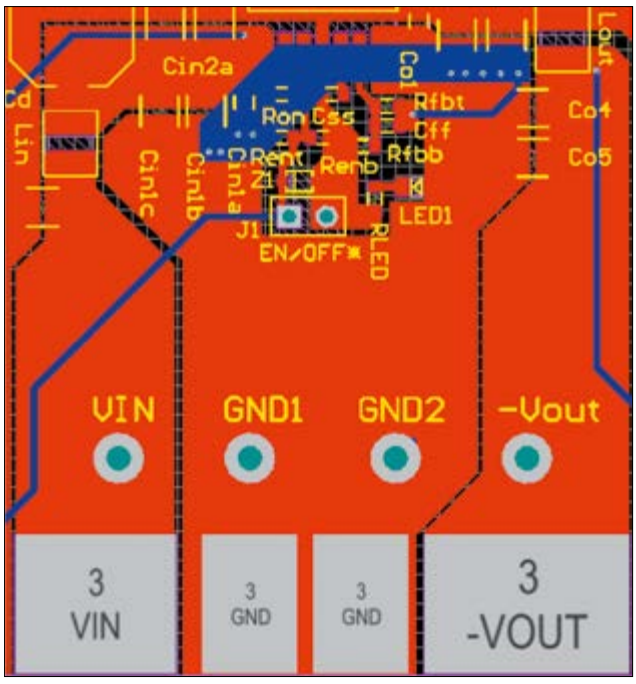


Рис. 23. **Цепь GND на верхнем и нижнем слое**

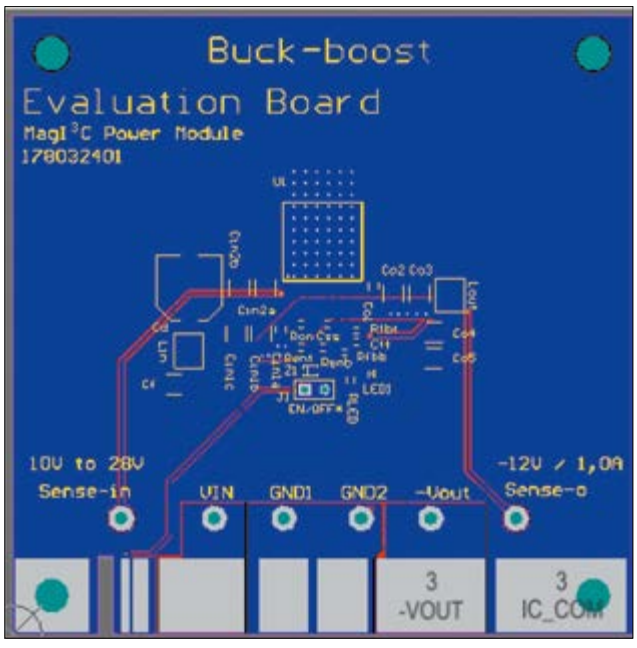


Рис. 24. **Нижний слой с залитым полигоном, подключенным к цепи IC_COM с массивом тепловых переходов**

широкими трассами или полигонами (рис. 21). Для приборов с высокой плотностью мощности, таких как MagI³C, медная шина, соединенная с силовой трассой и контактом 4 устройства, является основным путем рассеивания тепла. Обратите внимание на то, что для инвертирующего «понижающе-повышающего» конвертера эта цепь имеет отрицательное напряжение $-V_0$ до выходного фильтра, отмеченного как «I_{C_COM}». Трассировка силовых полигонов близко друг к другу для таких трасс, как V_{IN} и GND, $-V_0$ и GND, V_{IN} и $-V_0$, увеличивает паразитную емкость между ними и добавляет от 100 пФ до 1 нФ, что очень полезно для фильтрации высокочастотных EMI.

Трассировка аналоговых компонентов до полигона GND

Начните с трассировки опорной цепи или полигона, как описано в разделе «Размещение аналоговых компонентов» и показано на рис. 20.

Трассировка системной земли GND

В схеме ВВС цепь GND на нижнем слое осуществляет важное соединение между отрицательными выводами входных конденсаторов и положительными выводами выходных конденсаторов (рис. 23). Этот полигон помогает снизить индуктивность в петле «V_{IN}–транзистор–GND». Как правило, любые трассы, несущие коммутируемые токи, должны прокладываться без изменения слоев или использования переходных отверстий, которые вносят дополнительное сопротивление и, что еще хуже, увеличивают паразитную индуктивность. Если это абсолютно необходимо, следует использовать массив параллельных переходных отверстий для снижения сопротивления и индуктивности.

Заливка нижнего слоя для улучшения тепловых характеристик

Подложка модуля подключена к цепи I_{C_COM}, поэтому она должна быть соединена с максимальной площадью нижнего слоя. Важно, чтобы нижний слой имел наибольшую площадь заливки для решения обеих задач (увеличение распределенной емкости между V_{IN} и GND, а также между V_{IN} и $-V_{OUT}$), а также улучшения тепловых параметров (больше площадь медных полигонов, соединенных через тепловые переходы с открытыми площадками, рис. 24). Только короткие соединения цепи GND и минимальное количество цепей Кельвина размещается на этом слое, остальные трассы должны быть залиты медью и подключены к I_{C_COM}.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Внимательное отношение к особенностям модулей MagI³C семейства VDRM позволяет создавать высококачественные инвертирующие «понижающе-повышающие» конвертеры. Они предлагают компактное решение с низким уровнем EMI, обеспечивающее отрицательное выходное напряжение для различных приложений, позволяя при этом минимизировать количество проектных проблем.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Application Notes. www.we-online.com/app-notes*
2. *REDEXPERT Design Tool. www.we-online.com/redexpert*
3. *Toolbox. www.we-online.com/toolbox*
4. *Product Catalog. katalog.we-online.de/en/, datasheet MagI3C (178 032 401)*
5. *Trilogy of Magnetics. www.we-online.com/web/en/wuerth_elektronik*

ИЗОЛИРОВАННЫЕ СИЛОВЫЕ МОДУЛИ MAGI³C ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ 24-В ПРОМЫШЛЕННЫМИ ШИНАМИ

ТИМУР УЛУДАГ (TIMUR ULUDAG), менеджер по продукции, Wurth Elektronik

В статье рассматриваются вопросы гальванического разделения питания в промышленных приложениях с 24-В шиной с помощью модулей изолированных DC/DC-преобразователей.

Каждому блоку промышленного контроля требуется напряжение питания, но поскольку этот блок является лишь малой частью оборудования, для корректного выбора источника питания (ИП) следует учесть много параметров. При проектировании DC/DC-преобразователя принимаются во внимание диапазоны входного и выходного напряжения, а также потребляемая мощность. В этой статье кратко рассматриваются основные факторы, которые определяют выбор ключевых параметров.

ВЫБОР ИЗОЛИРОВАННОГО СИЛОВОГО МОДУЛЯ

В промышленном оборудовании для металлопрокатных заводов, конвейерных лент и печатных станков востребованы следующие приложения:

- гальваническая изоляция шин или интерфейсов RS232, RS485, CAN, Interbus, Profibus;
- гальваническая изоляция цифровых цепей;
- изолированный усилитель источника сигнала, АЦП;
- измерение и сбор данных.

Все эти приложения имеют одну общую черту – их входное напряжение изолировано от напряжения шины. Гальваническая развязка с шиной или коммутационными компонентами предотвращает сбои в работе системы в результате падения напряжения питания на шине.

На рисунке 1 представлен типовой случай применения изолированного силового модуля и схема изолированной связи по протоколу RS485 с основными функциональными блоками. Изолированной системе связи требуется микроконтроллер (МК), который передает данные приемопередатчику RS485 и принимает их от него. Гальваническая развязка сигналов осуществляется с помощью оптопар. Гальваническая изоляция земляного потенциала между этим модулем и приемопередатчиком обеспечивается с помощью силового модуля DC/DC-преобразователя.

ШИРОКИЙ ДИАПАЗОН НАПРЯЖЕНИЯ – РАСШИРЕННАЯ ОБЛАСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ

В течение многих десятилетий типовым диапазоном входного напряжения является 8–42 В, который был выбран по двум причинам. Во-первых, он обусловлен требованиями соответствующих стандартов, например IEC61131–2 для программируемых логических контроллеров (ПЛК). Во-вторых, выбор именно этих значений подтвердился на практике условиями эксплуатации оборудования.

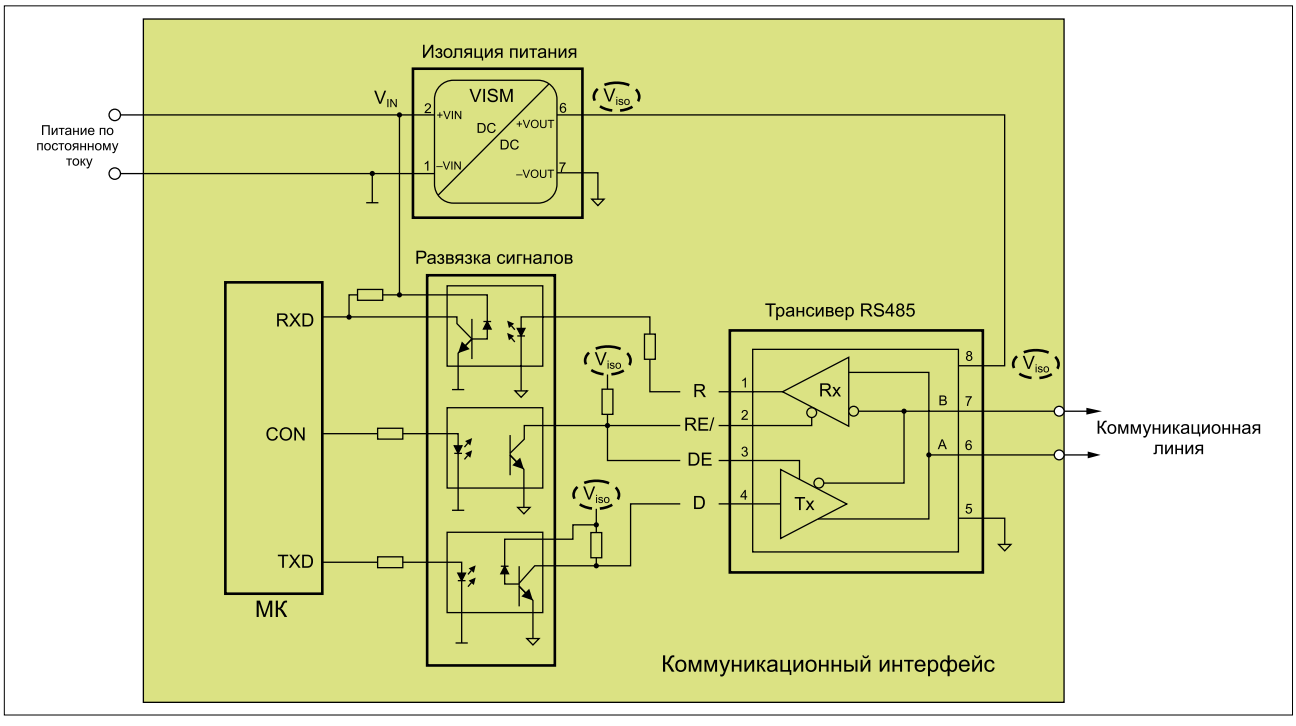


Рис. 1. **Типовое применение изолированного силового модуля**

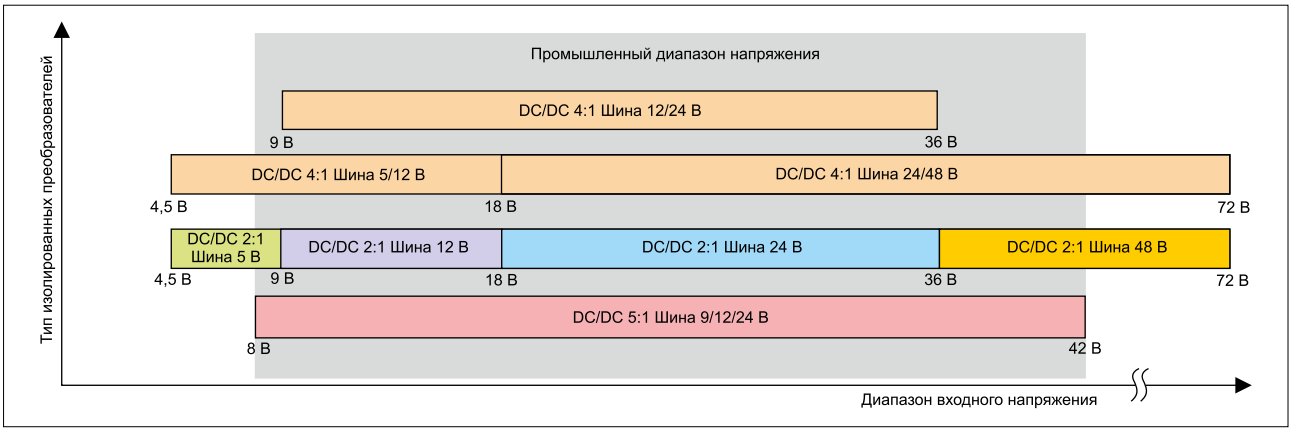


Рис. 2. **Диапазон входного напряжения для промышленных приложений**

Заметим, что большинство востребованных значений напряжения шины, например 12 и 24 В, находятся в этом классическом диапазоне напряжения. Как правило, в промышленности используются изолированные преобразователи с соотношениями 2:1 и 4:1. Как видно из рисунка 2, они покрывают широкий диапазон входного напряжения 8–42 В. Например, диапазон входного напряжения преобразователя с соотношением 2:1 при минимальном входном напряжении 4,5 В составляет 4,5–9 В.

Использование преобразователя 5:1 в корпусе SIP-8 в широком диапазоне входного/выходного напряжений позволяет сократить потребность в преобразователях других типов, а также количество схемных решений, которые необходимо разработать, сконфигурировать, испытать, проверить на электромагнитную совместимость, реализовать и хранить на складе.

ПРЕДЕЛЫ ВХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Рассмотрим структуру современной промышленной системы с точки зрения применяемого напряжения питания. Между отдельными частями промышленного оборудования используются соединительные линии, длина которых достигает нескольких десятков метров.

На рисунке 3 показана базовая структурная схема энергопитания на промышленном предприятии. В настоящее время электроснабжение осуществляется с помощью стоек питания с импульсными или трансформаторными источниками питания. Последние по-прежнему широко используются в высо-

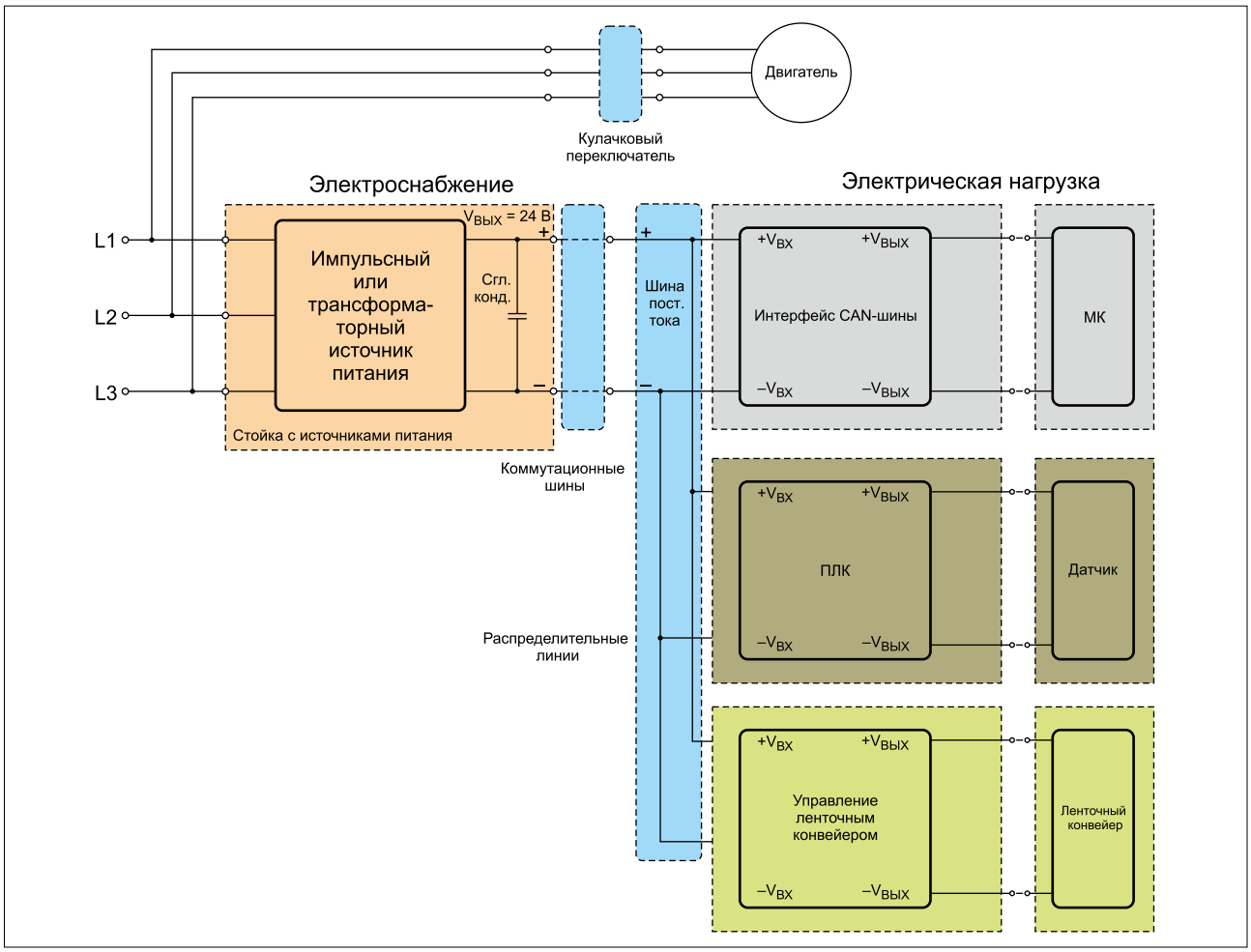


Рис. 3. **Структурная схема энергопитания на промышленном предприятии**

комощных системах. Отдельные части системы получают питание через шину постоянного тока. На рабочих участках каждая отдельная электрическая нагрузка подключена через 24-В распределительную цепь, поскольку проще генерировать 24 В в центральном управляющем шкафу и распределять питание с помощью шины постоянного тока, чем подводить к нагрузке кабели под опасным напряжением 230 или 400 В.

В результате сокращается количество отдельных источников питания. Величину напряжения шины постоянного тока на промышленном предприятии определяют три основных фактора:

- напряжение подаваемого электропитания;
- помехи, наводимые на шину постоянного тока параллельно проходящими кабелями;
- перепады напряжения при прохождении тока.

Чтобы определить нижнюю границу напряжения, следует учесть перепад напряжений при прохождении тока.

НИЖНЯЯ ГРАНИЦА ВХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Как правило, поперечное сечение кабеля для шины постоянного тока выбирается на основе имеющегося опыта, грубой оценки или соответствующих таблиц. Заметим, что стандартные проектные ограничения на размеры кабелей позволяют избежать их перегрева. При этом часто не учитывается перепад напряжений на соединительной линии. Под перепадом напряжений подразумевается разность между выходным напряжением $V_{вых}$ и напряжением на входе системы $V_{вх}$. Это напряжение определяется как произведение постоянного тока I через шину на сопротивление кабеля R. Величину R можно получить с помощью следующей формулы:

$$R = \rho \cdot \frac{l}{S}, \quad (1)$$

где ρ – удельное сопротивление кабеля; l – его длина; S – площадь поперечного сечения.

Отсюда:

$$R = 0{,}0172 \ \frac{\text{Ом} \cdot \text{мм}^2}{\text{м}} \cdot \frac{60\,\text{м}}{0{,}75\,\text{мм}^2} = 1{,}376\ \text{Ом}.$$

При использовании источника питания мощностью 100 Вт через 24-В шину протекает номинальный ток 4 А. Следовательно, величина перепада напряжений составляет:

$$V = 4\ \text{А} \cdot 1{,}376\ \text{Ом} = 5{,}504\ \text{В}. \quad (2)$$

Это значит, что на питающем входе приложения, например ПЛК, не обеспечивается номинальное напряжение величиной 24 В, поскольку напряжение питания составляет только 24–5,5 = 18,5 В. Стандарт IEC 61131–2 для ПЛК определяет входное напряжение питания в диапазоне 19,2–30 В. При 18,5 В контроллер прекратит работу из-за посадки напряжения.

Сравнительно меньшая предельная величина 8 В рабочего напряжения преобразователя в корпусе SIP-8 позволяет установить ПЛК достаточно далеко от управляющей стойки. Кроме того, в приложении с током питания 9 В можно установить защиту от посадки входного напряжения.

ВЕРХНЯЯ ГРАНИЦА ВХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Чтобы получить максимальное входное напряжение, рассмотрим отдельные функциональные блоки схемы питания промышленного предприятия – электропитание, шину постоянного тока и электрическую нагрузку (см. рис. 3). На блок электропитания или трансформаторный ИП без последующей стабилизации подается напряжение 3 · 380 В переменного тока –15/+20%, т. е. напряжение на шине постоянного тока может отличаться от номинального значения 24 В. Кроме того, из-за колебаний входного напряжения переменного тока при уменьшении нагрузки на параллельно соединенные приводы изменяется выходное напряжение трансформаторного ИП.

Как уже упоминалось, источник питания и нагрузка подключены через шину постоянного тока с помощью кабелей длиной до 10 м. Эти кабели могут работать как антенна и принимать помехи от соседних импульсных нагрузок, например от преобразователей частоты. Далее помехи могут распространяться на всю шину и все подключенные приложения. Кроме того, при физическом подключении к шине разные приложения могут создавать взаимные помехи.

К числу этих помех, например, относятся скачки напряжения, вызванные индуктивной связью при коммутационных переходных процессах, и броски питания при включении или отключении электроприводов. Для определения максимальной величины входного напряжения рассматриваются два параметра.

Первым из них является технически достижимая максимальная величина выходного напряжения источника питания, вторым – максимальное пиковое значение входного напряжения на защитном элементе, предохраняющем от перенапряжения, в системе с номинальным напряжением 24 В.

Каждый импульсный или трансформаторный источник питания оснащен выходными электролитическими конденсаторами для стабилизации и фильтрации выходного напряжения. Номинальное напряжение этих конденсаторов составляет 35 В в случае приложения с номинальным напряжением 24 В. Стандарт IEC 60384–4 определяет пиковые напряжения и их частоту с учетом срока службы электролитического конденсатора, которые не причиняют видимых повреждений этого компонента, или требует, чтобы емкость изменялась не более чем на 15%. Поскольку допустимое пиковое напряжение в 1,15 раз превышает номинальную величину, у 35-В конденсатора оно составляет 40,25 В.

Для защиты приложения от бросков напряжения в переходных процессах, как правило, применяются ограничительные диоды (TVS), или супрессоры. Ограничительный диод находится в состоянии проводимости при напряжении пробоя $V_{ПР}$. Энергия импульса при этом отводится через диод, что позволяет защитить нагрузку. Падение напряжения на диоде не превышает максимального импульсного напряжения ограничения $V_{ОГР}$.

Для защиты 24-В схемы от бросков напряжения при переходных процессах используется следующая методика. Диод начинает проводить при максимальном обратном напряжении $V_{МАКС\ ОБР}$, когда величина тока не превышает нескольких мкА. Следовательно, номинальное рабочее напряжение нагрузки и ее допустимые значения должны превышать $V_{МАКС\ ОБР}$. При номинальном напряжении шины 24 В приемлемым значением напряжения $V_{МАКС\ ОБР}$ ограничительного диода от Wurth Elektronik является 26 В. Как только напряжение при переходном процессе достигает значения $V_{ПР}$, диод начинает проводить. При этом протекает ток величиной 1 мА. Благодаря защите, реализованной с помощью ограничительного диода, допуск на напряжение пробоя находится между минимальной и максимальной величинами. Таким образом, нельзя точно определить граничное значение для отключения.

При $V_{МАКС\ ОБР}$ = 26 В величина граничного отключения находится в диапазоне 28,9–31,9 В. Диод ограничивает максимальное напряжение $V_{ОГР}$, обеспечивая прохождение максимально допустимого тока $I_{ПИК}$. У TVS-диода с обратным напряжением $V_{МАКС\ ОБР}$ = 26 В величина $V_{ОГР}$, как правило, достигает 42,1 В. Если сравнить ограничительные диоды разных производителей, то окажется, что типовые значения этих компонентов находятся примерно в одном и том же диапазоне.

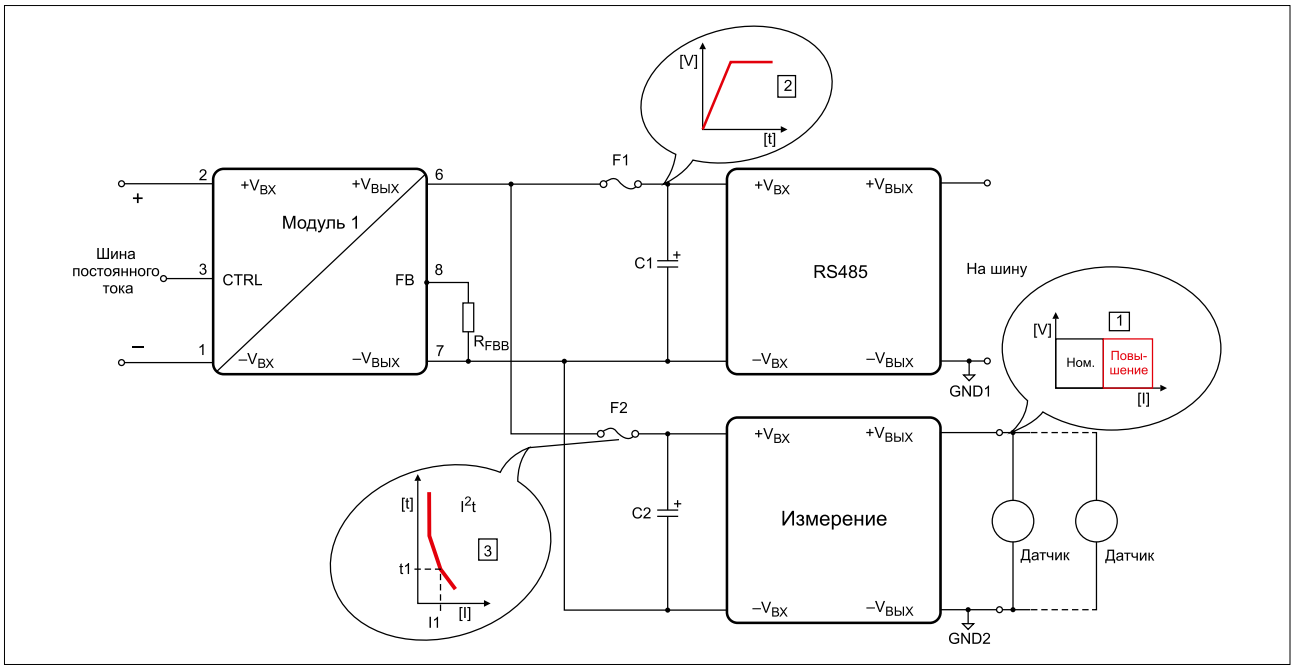


Рис. 4. **Возможность повышения номинальной мощности**

TVS-диод защищает силовой модуль DC/DC-преобразователя в 24-В системе от выбросов, превышающих абсолютные номинальные значения $V_{ВХ\ МАКС}$. Как правило, чем больше это значение, тем легче выбрать ограничительный диод и входной фильтр. Это значит, что поиск подходящего диода затрудняется, если номинальная величина рабочего напряжения на входе близка к максимальной величине $V_{ВХ\ МАКС}$ модуля. Таким образом, если максимальное рабочее напряжение $V_{ВХ}$ составляет 42 В, этого вполне достаточно для защиты от выбросов величиной 40,25 и 42,1 В при переходных процессах.

ПРЕДЕЛЫ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

3,3 и 5 В являются стандартными значениями напряжения питания ИС в следующих промышленных системах управления:

- гальваническая изоляция шины/интерфейса – RS232, RS485, CAN, Interbus, Profibus;
- гальваническая изоляция цифровых цепей;
- изолированный усилитель источника сигнала, АЦП;
- измерение и сбор данных.

У предлагаемых на рынке стандартных изолированных силовых модулей выходное напряжение имеет фиксированную величину. Изолированный DC/DC-модуль в корпусе SIP-8 обеспечивает регулируемый диапазон напряжения, поскольку в некоторых случаях требуется, чтобы выходное напряжение несколько превышало номинальное рабочее напряжение нагрузки для защиты, например, от кратковременных посадок напряжения. Таким образом, емкость сглаживающего конденсатора на нагрузке тоже можно уменьшить за счет того, что отрицательный выброс на выходе модуля меньше.

ПОВЫШЕНИЕ НОМИНАЛЬНОЙ МОЩНОСТИ

На промышленном предприятии с большим количеством работающих систем происходит взаимодействие между сетями электропитания и нагрузками. Поскольку многие факторы заранее трудно учесть в точности, на практике их влияние может отличаться от прогнозируемого. Одним из таких важных факторов является питание нагрузки.

При проектировании системы необходимо обеспечить некоторый допуск, который обеспечивает гибкость функционирования при неизменном схемном решении. Например, в силовом модуле можно реализовать функцию повышения номинальной выходной мощности двумя способами – статическим и динамическим. В статическом режиме дополнительный уровень мощности обеспечивается в течение продолжительного времени. Динамический режим позволяет реализовать несколько уровней номинальной мощности в течение ограниченного времени. В этом режиме требуются периодические циклы охлаждения. При работе в этих режимах максимальная номинальная температура окружающей среды ниже, что обусловлено повышенным рассеянием мощности силового модуля.

Благодаря функции повышения уровня номинальной мощности расширяются возможности применения силовых модулей. В частности:

- поддерживается непредусмотренное повышение нагрузки (см. рис. 4);
- зарядка емкостных нагрузок осуществляется без кратковременной посадки напряжения (см. рис. 4);
- обеспечивается резервное питание при мгновенно появившейся необходимости повысить энергопотребление;
- при перегрузках срабатывают предохранители на входах систем в нисходящем направлении (при этом обеспечивается более высокий уровень тока для безопасного срабатывания) (см. рис. 4).

Всем этим требованиям соответствует модуль VISM 17791063215 в корпусе SIP-8 серии Fusion. Рабочее напряжение нового модуля MagI³C составляет 9/12/24 и 36 В при очень широком диапазоне входного напряжения 8–42 В. Этот модуль является функционально изолированным DC/DC-преобразователем, в состав которого входит ИС ШИМ-управления, силовой каскад, трансформатор, входные и выходные конденсаторы.

Диапазон точно регулируемого выходного напряжения составляет 3,3–6,0 В. Модуль оснащен постоянной защитой от короткого замыкания. Допустимая мощность 1-Вт модуля в три раза превышает номинальное значение; при этом имеется функция повышения мощности. Таким образом, модуль обеспечивает питание приложений с пиковой потребляемой мощностью до 3 Вт. Вывод ON/OFF позволяет превратить модуль в удаленно контролируемый источник питания. Благодаря своим уникальным особенностям это устройство пригодно для питания интерфейсов, микроконтроллеров, промышленных систем контроля, а также контрольно-измерительного оборудования.

ОТРИЦАТЕЛЬНОЕ ВХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ

РАНЖИТ БРАМАНПАЛЛИ (RANJITH BRAMANPALLI), Würth Elektronik eiSos

В статье рассматривается эффект возникновения отрицательного сопротивления в переходных процессах на входе импульсного регулятора, и даются практические рекомендации, позволяющие избежать возникновения нежелательных пульсаций.

При разработке импульсных источников питания и преобразователей большое внимание уделяется их энергоэффективности. Однако когда, казалось бы, все сделано правильно, разработчиков может ждать неприятный сюрприз – колебания на входе импульсного регулятора. Этот эффект ведет к увеличению потерь, хотя устройство выдает постоянное выходное напряжение при всех условиях эксплуатации. Почему возникают осцилляции во входном сигнале импульсного регулятора?

Эффективность импульсного регулятора может превышать 90%, однако у стандартных регуляторов этот показатель, как правило, намного меньше. При использовании высокоэффективного регулятора, работающего почти без потерь, можно исходить из того, что $P_{IN} \approx P_{OUT}$.

Однако если предположить, что импульсный регулятор работает без потерь, то выходная мощность в точности равна входной.

При проектировании импульсного регулятора необходимо добиться того, чтобы заданное значение выходного напряжения поддерживалось во всех режимах, в т. ч. при изменении входного напряжения. Длительность переходного процесса, возникающего в случае резкого наброса или сброса нагрузки, должна быть как можно меньше. При постоянной нагрузке, т. е. при постоянной выходной мощности преобразователя, увеличение входного напряжения приводит к уменьшению входного тока, а уменьшение входного напряжения приводит к возрастанию входного тока. Этот эффект называется отрицательным входным сопротивлением (см. рис. 1).

Такая зависимость тока от напряжения не вполне очевидна, поскольку, как

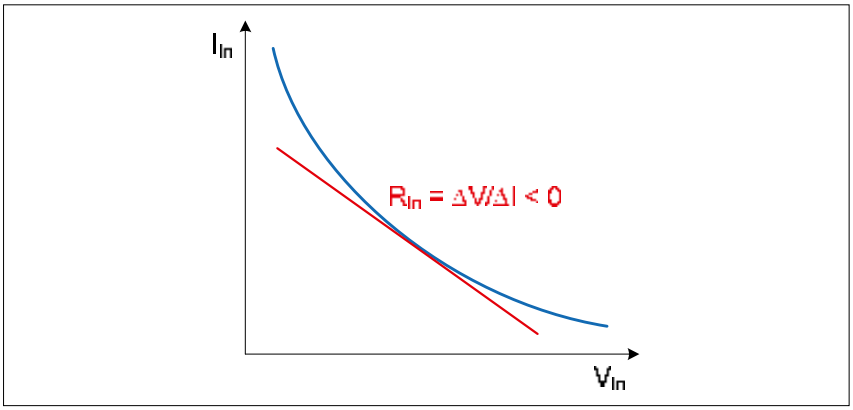


Рис. 1. **Зависимость тока от напряжения на входе импульсного регулятора**

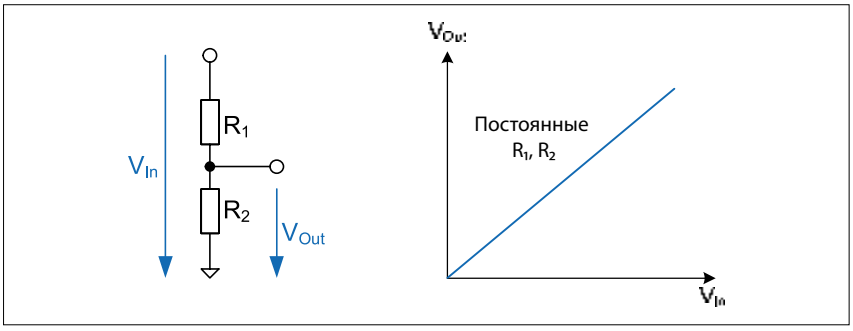


Рис. 2. **Делитель напряжения с идеальными резисторами**

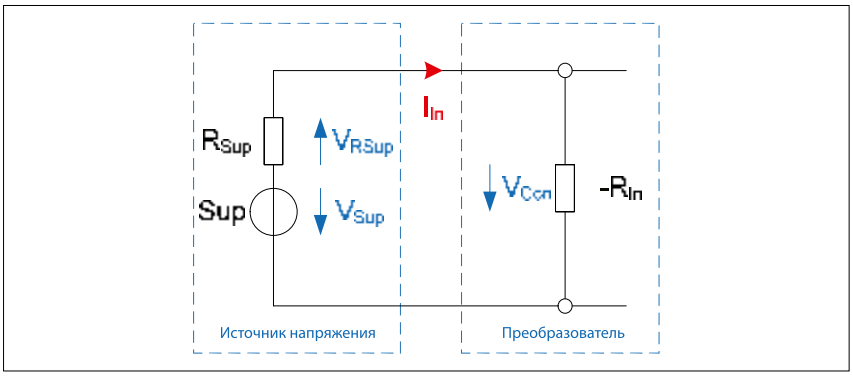


Рис. 3. **Делитель напряжения, состоящий из источника и отрицательного сопротивления**

известно, ток растет пропорционально напряжению, если сопротивление является постоянной величиной.

Закон Ома описывает линейную зависимость между напряжением и током. Например, выходное напряжение простого делителя, состоящего из идеальных резисторов, повышается при увеличении входного напряжения (см. рис. 2).

Однако в рассматриваемом случае входное сопротивление импульсного регулятора является очень нелинейной, а также отрицательной величиной (см. рис. 1). Давайте рассмотрим делитель напряжения, который состоит не из двух идеальных резисторов, а из источника напряжения с заданным внутренним сопротивлением и импульсного регулятора с отрицательным сопротивлением. На рисунке 3 показана схема такого делителя напряжения в общем виде.

При увеличении напряжения источника напряжения V_{SUP} уменьшается входной ток I_{IN} и, следовательно, падает напряжение V_{RSUP} на внутреннем сопротивлении источника напряжения. Однако напряжение на входе импульсного регулятора растет.

Входное напряжение импульсного регулятора уменьшается при уменьшении напряжения на внутреннем сопротивлении источника напряжения: $V_{CON} = V_{SUP} - V_{RSUP}$.

Поскольку в действительности не существуют резисторов с отрицательными сопротивлениями, отрицательной величиной является не входное сопротивление импульсного регулятора, а его изменение при изменении входного напряжения.

Из рисунка 1 видно, что величина приращения сопротивления в каждой рабочей точке кривой зависимости тока от напряжения определяет касательная к этой кривой:

$$R_{IN} = \frac{\Delta V_{IN}}{\Delta I_{IN}}.$$

Поскольку угол наклона касательной в рассматриваемом случае отрицательный, входное сопротивление импульсного регулятора считается отрицательным:

$$R_{IN} = \frac{\Delta V_{IN}}{\Delta I_{IN}} < 0.$$

Таким образом, по величине производной, которая численно равна углу наклона касательной, теоретически можно определять значение отрицательного сопротивления:

$$R_{IN} = \frac{\Delta V_{IN}}{\Delta I_{IN}} = \frac{10\ \text{В} - 8\ \text{В}}{0{,}5\ \text{А} - 0{,}625\ \text{А}} = -16\ \text{Ом}.$$

Однако на практике в таких случаях используется не производная, а постоянное входное сопротивление, которое определяется в каждой точке динамической характеристики. Исходя из отрицательной динамической характеристики в рассматриваемом случае, к полученной величине сопротивления добавляется знак «минус». При использовании анализа больших сигналов величину сопротивления можно аппроксимировать и рассчитать путем следующего допущения:

$$P_{IN} = V_{IN} \cdot I_{IN};$$

$$5\ \text{Вт} = 8\ \text{В} \cdot 0{,}625\ \text{А};$$

$$R_{IN} = \frac{-V_{IN}}{I_{IN}} = \frac{-8\ \text{В}}{0{,}625\ \text{А}} = -12{,}8\ \text{Ом}.$$

Если входное напряжение еще увеличить, отрицательное сопротивление вырастет (по абсолютной величине), что можно проиллюстрировать следующим расчетом:

$$P_{IN} = V_{IN} \cdot I_{IN};$$

$$5\ \text{Вт} = 10\ \text{В} \cdot 0{,}5\ \text{А};$$

$$R_{IN} = \frac{-V_{IN}}{I_{IN}} = \frac{-10\ \text{В}}{0{,}5\ \text{А}} = -20\ \text{Ом}.$$

Однако отрицательным сопротивление становится только при кратковременном изменении – переходном процессе на входе регулятора. После восстановления исходного рабочего режима это представление перестает быть актуальным. Тем не менее, переходного процесса в комбинации с отрицательным входным сопротивлением вполне достаточно для того, чтобы возникли осцилляции на входе импульсного регулятора.

Пульсирующий ток протекает во входной цепи регулятора; эти пульсации необходимо подавить, чтобы не возникли радиопомехи. С этой целью на вход регулятора устанавливается фильтр (см. рис. 4).

На рисунке 4 показан входной импеданс Z_{IN} импульсного регулятора, который состоит из входной емкости C_{IN} и отрицательного входного сопротивления $-R_{IN}$. Входной фильтр, который можно реализовать, например, с помощью катушки индуктивности WE-PD2 или WE-TI от компании Würth Elektronik, образует последовательный резонансный контур с выходным импедансом Z_{OUT}. Этот фильтр, установленный параллельно входному конденсатору C_{IN} и отрицательному входному сопротивлению $-R_{IN}$, на резонансной частоте может вызвать осцилляции во входной цепи.

Однако анализ в режиме малых сигналов показывает, что источник напряжения на высоких частотах представляет собой закороченную цепь, из-за которой закорачивается конденсатор фильтра, в результате чего по-прежнему рассматривается только катушка фильтра. Как правило, выбирается катушка с высокой добротностью. Из рисунка 5 с кривой импеданса индуктивности и результирующим выходным импедансом фильтра видно, что максимум кривой совпадает с резонансным пиком.

Выходной импеданс фильтра, имеющий наибольшую величину на частоте резонанса, и отрицательный входной импеданс Z_{IN} регулятора создают условия для возникновения резонанса в цепи. Чтобы предотвратить возникновение осцилляций, рекомендуется ослабить влияние фильтра (см. рис. 5), уменьшив импеданс на резонансной частоте. Таким образом, необходимо, чтобы выходной импеданс фильтра был намного меньше входного импеданса регулятора: $Z_{OUT} << Z_{IN}$.

Использование во входных цепях керамических конденсаторов, у которых эквивалентное последовательное сопротивление (ESR) очень мало, способствует усилению осцилляций фильтра. В результате добротность фильтра повышается. Чтобы ее уменьшить, теоретически можно было бы установить параллельно включенные резисторы, но это решение нельзя считать практичным.

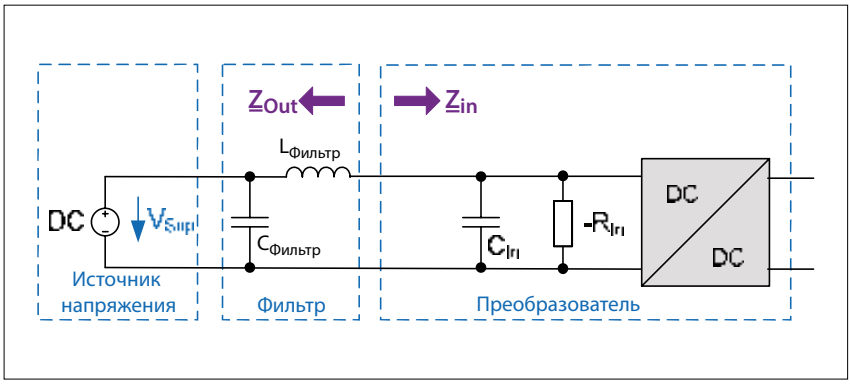


Рис. 4. **Упрощенная схема импульсного регулятора с входным фильтром**

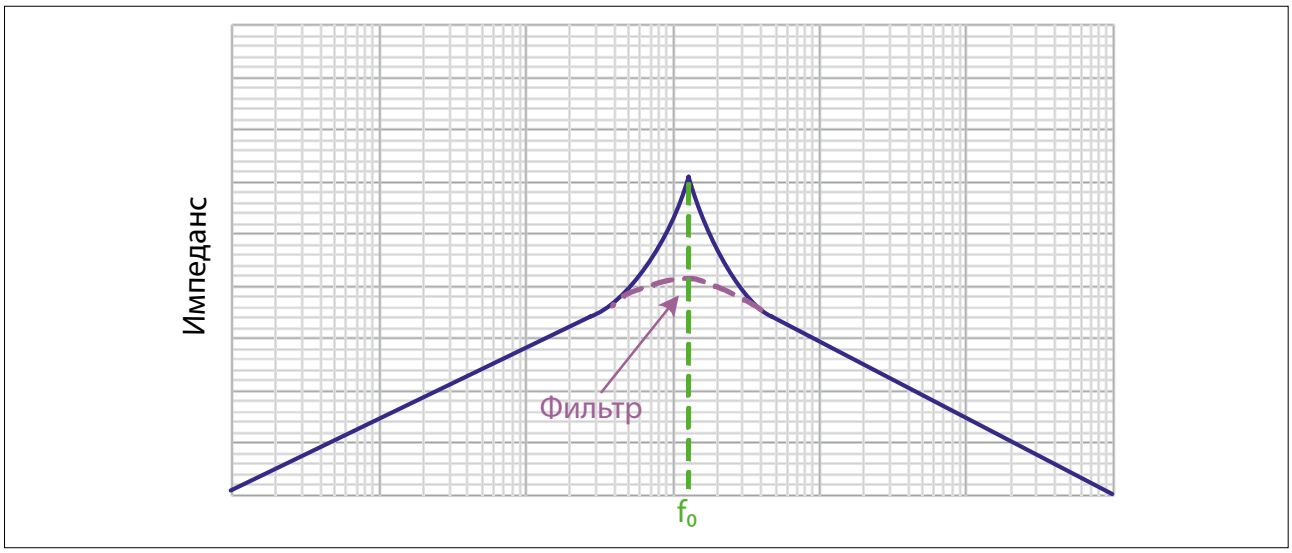


Рис. 5. **Кривая импеданса входного фильтра на резонансной частоте**

В таких случаях рекомендуется использовать электролитические конденсаторы с относительно большим ESR, которые позволяют существенно уменьшить добротность входного фильтра и предотвратить появление осцилляций на импульсном контроллере.

Итак, понятие «отрицательное сопротивление» объясняет уменьшение тока при увеличении входного напряжения импульсного регулятора в переходном процессе. Из-за наводок по цепям питания возникает необходимость в использовании входного фильтра. При этом требуется ослабить его так, чтобы с избытком компенсировать эффект появления отрицательного сопротивления и предотвратить осцилляции. Наконец, рекомендуется вместо керамических конденсаторов применять электролитические во избежание нежелательных пульсаций на входе импульсного регулятора.

ФИЛЬТРАЦИЯ БЕЗ ПОТЕРЬ

РАНЖИТ БРАМАНПАЛЛИ (RANJITH BRAMANPALLI), Würth Elektronik

В статье рассматривается способ фильтрации пульсаций выходного напряжения DC/DC-преобразователя, позволяющей минимизировать потери и повысить устойчивость преобразователя.

Во многих случаях пульсации выходного напряжения DC/DC-преобразователя оказываются неприемлемо велики, могут вызвать сбои в работе и увеличивают электромагнитные помехи (ЭМП). Для их подавления применяются выходные фильтры, которые при определенных обстоятельствах оказывают влияние на управляющий контур DC/DC-преобразователя. Для предотвращения потерь выходной мощности применяется компенсация управляющего контура. Какой бы ни была топология импульсного контроллера, выходной ток вызывает остаточную пульсацию, проходя через паразитное сопротивление ESR и паразитную индуктивность ESL конденсатора выходного фильтра. Пульсации выходного напряжения имеют разную форму и величину, которая зависит от типа конденсатора фильтра. Например, при использовании стандартного электролитического конденсатора пульсирующее напряжение достигает нескольких сотен мВ в зависимости от рабочей частоты, выходного напряжения и DC/DC-преобразователя.

При использовании керамического конденсатора остаточная пульсация составляет всего лишь несколько десятых мВ. Специализированным аналоговым и ВЧ-схемам требуется стабилизированное сглаженное напряжение питания без помех. Однако нельзя игнорировать высокочастотную компоненту гармонических колебаний в выходном напряжении, т. к. она может привести к увеличению ЭМП.

Для ослабления остаточной пульсации применяется выходной фильтр, который устраняет высокочастотные составляющие.

ОСЛАБЛЕНИЕ ОСТАТОЧНОЙ ПУЛЬСАЦИИ

На практике, как правило, выбирается LC-фильтр нижних частот, который уменьшает остаточную пульсацию до нескольких мВ и подавляет ВЧ-составляющие. На рисунке 1 показана схема такого ФНЧ, которую можно реализовать, например, с помощью неэкранированной индуктивности WE-PD2 и стандартного электролитического конденсатора.

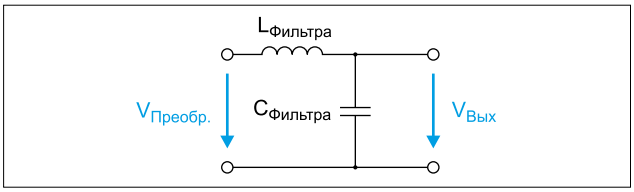


Рис. 1. **Простой фильтр нижних частот**

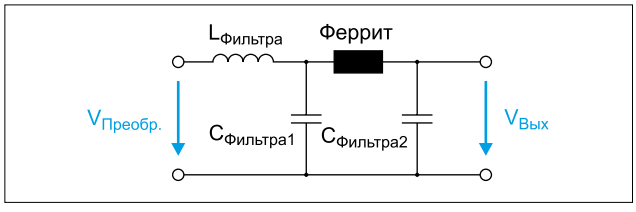


Рис. 2. **Двухкаскадный выходной фильтр**

Если требуется выходное напряжение с очень малым уровнем помех, в LC-фильтр нижних частот добавляется второй каскад с ФНЧ из феррита и конденсатора. На рисунке 2 показан этот тип двухкаскадного выходного фильтра, который можно эффективно реализовать с помощью индуктивности WE-PD2 и SMD-феррита WE-MPSB.

$L_{Фильтра}$ и $C_{Фильтра1}$ работают как ФНЧ, который фильтрует сигнал частоты коммутации DC/DC-преобразователя и ослабляет гармонические колебания. Далее высокочастотные составляющие выходного напряжения импульсного контроллера преобразуются в тепло с помощью SMD-феррита. Их амплитуда ослабляется с использованием $C_{Фильтра2}$. Выходной фильтр такого типа, уменьшающий остаточную пульсацию до нескольких мВ, можно использовать в цепях питания чувствительных аналоговых схем.

ПОТЕРИ ПО ПОСТОЯННОМУ ТОКУ НА ВЫХОДНОМ ФИЛЬТРЕ

При превышении определенного уровня выходной мощности DC/DC-преобразователя в выходном фильтре возникают потери по постоянному току, что вызывает уменьшение эффективности этого преобразователя. Из-за сопротивлений индуктивностей и ферритов по постоянному току на выходном фильтре происходит существенное падение напряжения, и, следовательно, уменьшается результирующее выходное напряжение (см. рис. 3).

В зависимости от размера индуктивности величина сопротивления R_{DC} находится в диапазоне от нескольких мОм до нескольких Ом, и потому ее нельзя считать незначительной при высоких выходных токах. Даже у сильноточного SMD-феррита величина R_{DC} может достигать 0,04 Ом. Чтобы компенсировать падение напряжения на фильтре, обратную связь по напряжению DC/DC-преобразователя следует установить после фильтра. На рисунке 4 представлена схематическая реализация этого метода.

СТАБИЛЬНОСТЬ УПРАВЛЯЮЩЕЙ СХЕМЫ

Индуктивность фильтра, феррит и конденсаторы фильтра вызывают нежелательный фазовый сдвиг напряжения обратной связи, который приводит к уменьшению амплитуды и запаса по фазе. В крайних случаях появляется нестабильность, что приводит к возникновению колебаний в выходном напряжении. Чтобы обеспечить устойчивость

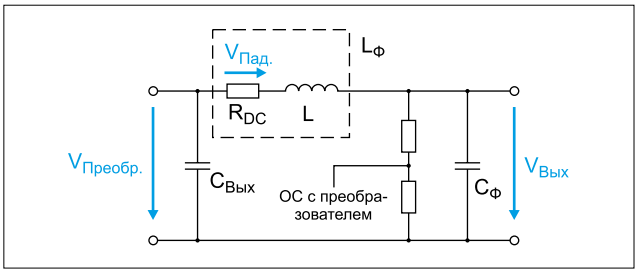


Рис. 3. **Падение напряжения на индуктивности фильтра**

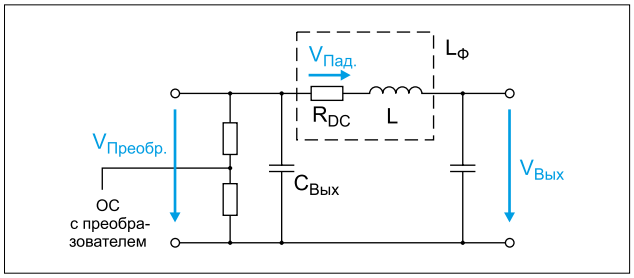


Рис. 4. **Реализация выходного фильтра в управляющей схеме**

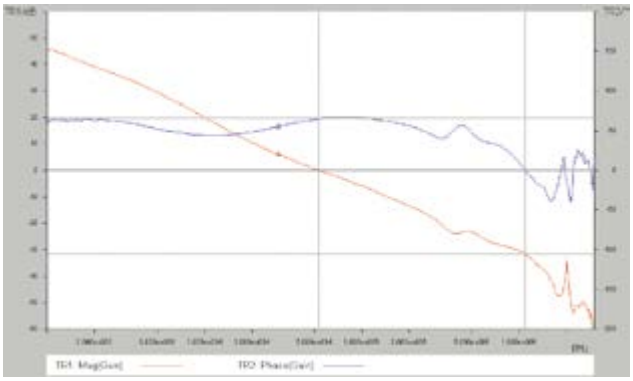


Рис. 5. **Диаграмма Боде устойчивого DC/DC-преобразователя**

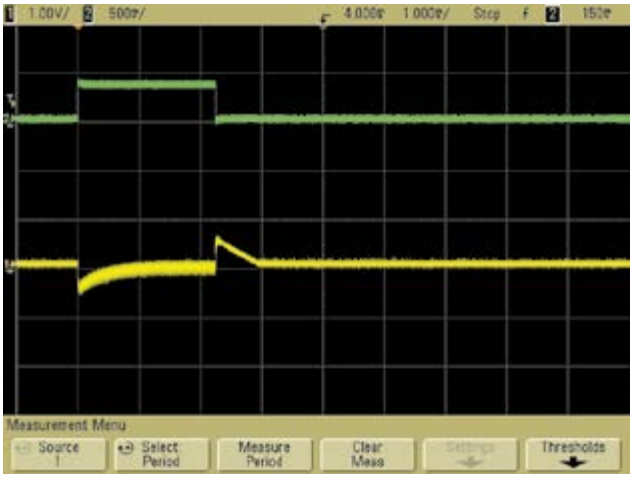


Рис. 6. **Переходная характеристика устойчивого DC/DC-преобразователя**

регулирования, необходим запас по амплитуде >12 дБ и фазе >45°. В таком случае не возникнет самовозбуждение DC/DC-преобразователя. Управляющая схема считается устойчивой, если коэффициент обратной связи (КОС) снижается до 0 дБ, прежде чем фазовый сдвиг достигнет значения –180°. Амплитудно-частотная характеристика КОС должна пересечь ось *x*, т. е. значение 0 дБ с наклоном 20 дБ/декаду. На рисунке 5 показана диаграмма Боде устойчивого понижающего преобразователя. В рассматриваемом примере запас по амплитуде составляет 32 дБ, а по фазе – 56°.

Если выходной фильтр не отвечает критериям стабильности импульсного контроллера, требуется компенсация управляющего контура, которая обеспечит стабильное выходное напряжение. Таким образом, стабильность управляющей цепи оказывает влияние на стабильность выходного напряжения.

ПЕРЕХОДНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА

При изменении напряжения на входе DC/DC-преобразователя его выходное напряжение должно оставаться стабильным. Аналогично, при внезапном набросе и сбросе нагрузки переходная характеристика устойчивого DC/DC-преобразователя должна обеспечить стабильное напряжение на выходе. На рисунке 6 показана переходная характеристика устойчивого DC/DC-преобразователя.

При внезапном изменении нагрузки управляющая схема должна быстро реагировать, сводя к минимуму переходный процесс. В идеальном случае не должны появляться выбросы на фронте импульса и даже звон на фронтах, который при переходном процессе свидетельствует о малой устойчивости DC/DC-преобразователя. При быстрой переходной характеристике и своевременной фазе компенсации преобразователь становится стабилизированным.

ВЫВОДЫ

Итак, в случае, когда сигнал обратной связи снимается после выходного фильтра, порядок характеристического уравнения контура управления увеличивается, т. е. возрастает инерционность ОС, что приводит к задержке сигнала обратной связи. При этом уменьшается устойчивость DC/DC-преобразователя, что может привести к возникновению автоколебаний или к увеличению длительности переходного процесса. Таким образом, не рекомендуется снимать сигнал обратной связи после выходного фильтра. Чтобы избежать ухудшения точности регулирования из-за потерь на выходном фильтре, следует выбирать выходные фильтры с минимальными потерями.

ИЗМЕРЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ ПОМЕХ ИМПУЛЬСНОГО DC/DC-СТАБИЛИЗАТОРА

Перевод: **ЕВГЕНИЙ КАРТАШОВ**

Разработчики импульсных источников питания сталкиваются с проблемой обеспечения электромагнитной совместимости (EMC) своих изделий. Кондуктивные помехи, как правило, возникают во входной цепи и воздействуют на работу других электронных устройств. Поэтому при EMC-тестах источников питания кондуктивные помехи проверяются прежде всего. Инженер может проводить соответствующие измерения в процессе проектирования, чтобы оценить вероятный уровень генерируемых шумов. В данной публикации описана процедура измерения параметров дифференциальных помех во входной цепи импульсного DC/DC-стабилизатора.

ВОЗНИКНОВЕНИЕ И РАСПРОСТРАНЕНИЕ ПОМЕХ

Следует различать дифференциальный и синфазный тип кондуктивных помех. Входной ток треугольной формы в импульсном стабилизаторе является активным и изначально формирует чистый дифференциальный режим помехи. Однако при наличии асимметрии цепей питания дифференциальные шумы способны трансформироваться в синфазные, что приведет к увеличению уровня электромагнитного излучения в них. Дифференциальные помехи также могут проходить в цепь заземления через паразитарные емкости, вызывая синфазные помехи.

На рис. 1 показан типичный входной ток импульсного DC/DC-конвертера с частотой следования импульсов 2 МГц, по форме напоминающий ток катушки, который протекает через накопительную индуктивность импульсного конвертера. AC-составляющая входного тока (примерно 260 мА в данном примере) имеет решающее значение для образования дифференциальных помех. Необходимо свести ее к минимуму с помощью входного фильтра. Из-за паразитарных элементов цепей питания и компонентов входной цепи при нарастании и спаде входного тока образуются высокочастотные колебания в МГц-диапазоне.

Прохождение входного тока через эквивалентное сопротивление (ESR) входного конденсатора и импедансы цепей питания импульсного стабилизатора создает падение напряжения, которое называется шумовым напряжением. Оно не должно попадать во входные цепи источника питания и должно быть сведено к минимуму. Следует оценить нежелательную AC-составляющую сигнала на входном конденсаторе импульсного конвертера с помощью осциллографа. Такое измерение (рис. 2) позволяет сделать первое представление об уровне шумового сигнала.

В нашем случае используется электролитический конденсатор с неизвестным, но относительно высоким сопротивлением ESR, что создает нежелательную AC-компоненту с пиковым значением примерно 2,8 В. Также здесь наблюдаются осцилляции в высокочастотном диапазоне, вызванные паразитарными эффектами, их частота составляет приблизительно 71 МГц.

УСТАНОВКА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ НАПРЯЖЕНИЯ ПОМЕХ

В процессе разработки измерение напряжения дифференциальных помех может осуществляться с помощью схемы LISN (цепь стабилизации импеданса сети) и анализатора спектра. Цепь заземления формирует опорный потенциал испытательной установки, показанной на рис. 3.

Такая установка позволяет выполнять измерения с воспроизводимыми результатами и генерировать определенный импеданс как для анализатора спектра, так и для импульсного стабилизатора. На рис. 4 представлено устройство блока DC-LISN в соответствии с CISPR 25.

Директива CISPR 25 используется в качестве базиса при тестировании

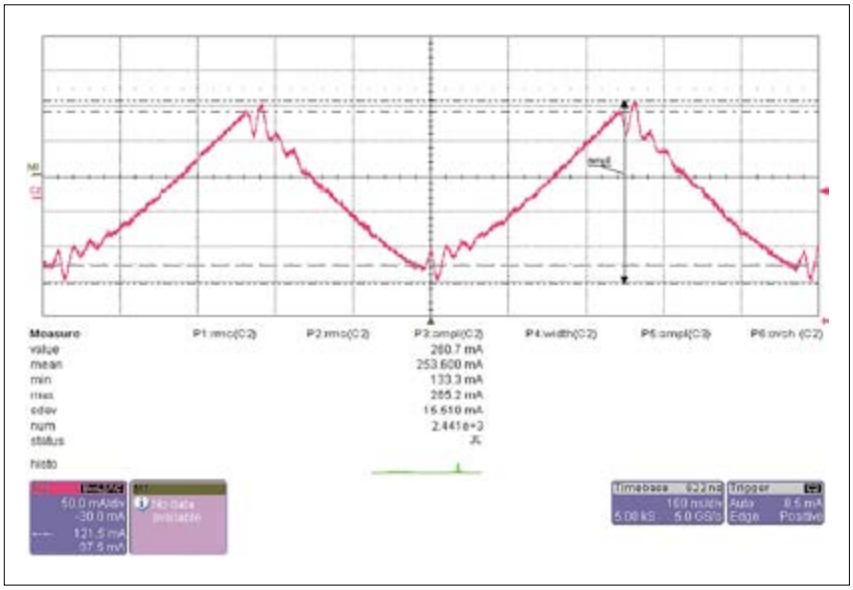


Рис. 1. **Входной ток импульсного DC/DC-стабилизатора**

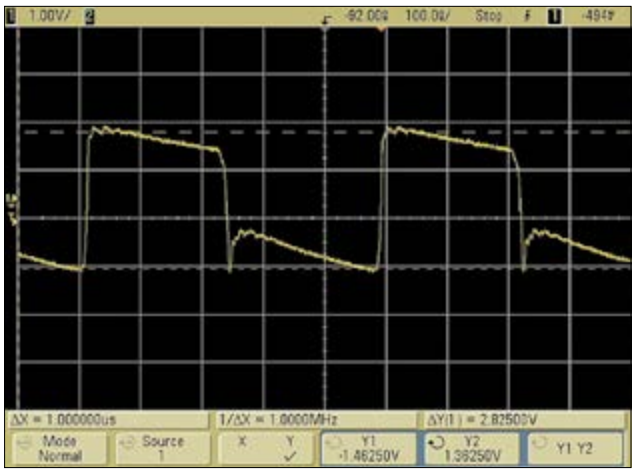


Рис. 2. **АС-составляющая сигнала на входном конденсаторе**

электрических систем для транспорта, а также для испытаний по EMC, сопровождающих разработку импульсных DC/DC-конвертеров. Функцией схемы LISN является отделение напряжения помех в виде чисто переменной составляющей V_{Diff}, которая измеряется с помощью внутреннего сопротивления 1 кОм. Внутренний НЧ-фильтр LISN предотвращает взаимодействие с другим электрическим оборудованием, подключенным к питающей сети. Источник напряжения V_{Supp} подключен к входным терминалам схемы LISN. Тестируемое изделие, в данном случае импульсный стабилизатор, подсоединено к выходным клеммам и тоже питается от напряжения $V_{DC/DC}$. На рис. 5 показан результат измерения пикового значения напряжения помех с помощью анализатора спектра.

Тестируемым изделием является понижающий DC/DC-конвертер без входного фильтра. Рабочие режимы: частота переключения 2 МГц, входное напряжение 10 В и входной ток (действующее значение) 0,7 А. Напряжение помех определяется в различных диапазонах частот в зависимости от стандарта. В данном примере измерения проводились согласно директиве CISPR 25 при начальной частоте 150 кГц и конечной частоте 108 МГц. Хорошо видны основные осцилляции на частоте переключения. Гармоники в МГц-диапазоне имеют спадающую амплитуду. Максимальная амплитуда основного колебания достигает 128 дБмкВ. Напряжение помех V_{Diff}, как правило, определяется с помощью следующего выражения в дБмкв:

$$V_{Diff} = 20\log(V_{Ripple}/1\ мкВ)\ дБмкВ. \quad (1)$$

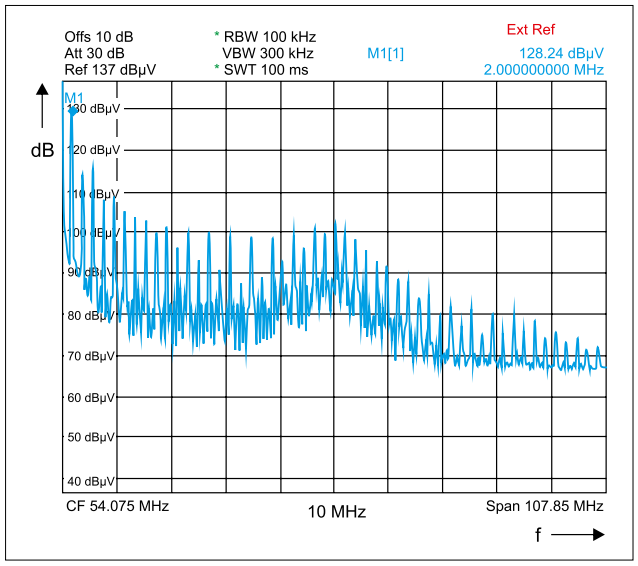


Рис. 5. **Измерение пикового напряжения помех при полной нагрузке**

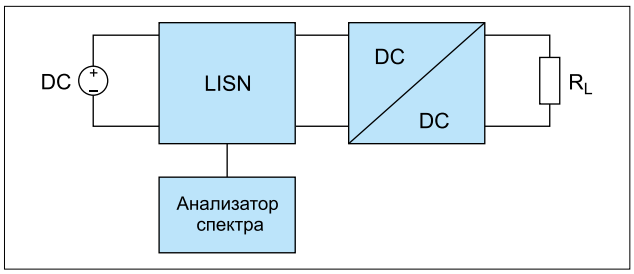


Рис. 3. **Установка для измерений напряжения помех**

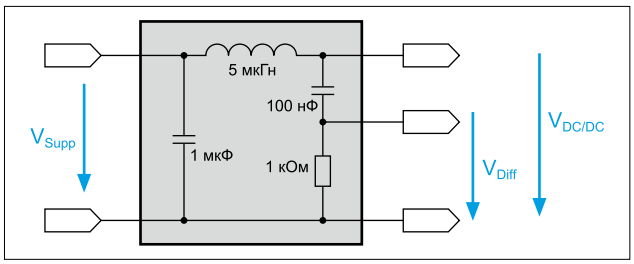


Рис. 4. **Устройство блока DC-LISN в соответствии с CISPR 25**

Если трансформировать эту формулу, измеряемое напряжение помех V_{Ripple} можно примерно определить с помощью выражения:

$$V_{Ripple} = (10V_{Diff}/20)\times 1\ мкВ = (10^{128/20})\times 1\ мкВ = 2{,}6\ В. \quad (2)$$

Таким образом мы получаем величину V_{Ripple} = 2,6 В. Это примерно соответствует пиковому значению ранее измеренного напряжения на входном конденсаторе (рис. 2). Очевидно, что здесь понадобится входной фильтр.

Например, документ CISPR 24 Класс 1 определяет предельное пиковое значение 66 дБмкВ для узкополосных помех и шумов на частоте 2 МГц. Однако предельные значения, отмеченные в CISPR 25 и других директивах, не применяются для измерений, проводимых в процессе разработки, поскольку методы оценки дифференциальных помех не определены в стандартах по EMC. Тем не менее их можно использовать для проведения грубой оценки излучаемых шумов в источниках питания. Наихудшим случаем, как правило, считается вариант определения максимального уровня помех. Поэтому измерения для импульсных стабилизаторов выполняются при полной нагрузке и наименьшем входном напряжении. Для иллюстрации сказанного то же испытываемое устройство (в отличие от первого измерения) было нагружено током всего 50 мА.

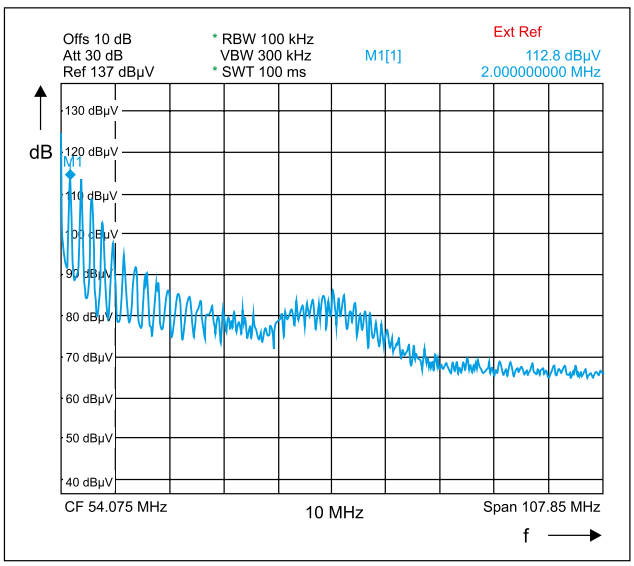


Рис. 6. **Измерение пикового уровня помех при низкой нагрузке**

Результаты измерений представлены на рис. 6, где можно наблюдать помеху при низкой нагрузке в высокочастотном диапазоне. В этом случае уровень основной осцилляции 112 дБмкВ, что по сравнению с полной нагрузкой ниже всего на 16 дБ, то есть его нельзя назвать пренебрежимо малым.

ПРИБОРЫ ДЛЯ ОЦЕНКИ НАПРЯЖЕНИЯ ПОМЕХ

Если изделие испытывается в лаборатории, аккредитованной для EMC-тестов, то синфазные помехи измеряются по отношению к «земле». В соответствии со стандартом производится измерение не пиковых, а квазипиковых и среднепиковых значений. Такие способы отображения обычно выбирают для оценки синфазных помех. Многие высококачественные анализаторы спектра также содержат квазипиковые и среднепиковые детекторы. На рис. 7 изображена упрощенная блок-схема входного каскада анализатора спектра.

Измеряемое напряжение помех подключается через входной аттенюатор (1) к полосовому фильтру (2), а затем смешивается в сумматоре (3) с промежуточной частотой f_{IF} генератора. Получившийся суммарный сигнал усиливается в промежуточном усилителе (4) и подается на детектор (5). Режим отображения для оценки напряжения помех выбирается на выходе детектора. На рис. 8 показана базовая схема среднепикового детектора.

В среднепиковом детекторе усиленный сигнал промежуточной частоты V_{IF} сначала выпрямляется диодом, заряжающим конденсатор C_S до текущего значения огибающей. Резистор R_D используется для последующего разряда C_S. Затем напряжение огибающей сглаживается с помощью НЧ-фильтра, образованного элементами R_M и C_M, то есть окончательное среднеарифметическое значение V_M (среднепиковое) снимается с конденсатора C_M. Такой режим здесь выбран, поскольку позволяет отобразить и оценить уровни модулированных несущих частот, генерируемых импульсными стабилизаторами. В квазипиковом детекторе, как и в среднепиковом детекторе, заряжается накопительный конденсатор C_S. На рис. 9 предложена базовая схема квазипикового детектора.

Напряжение промежуточной частоты V_{IF} сначала выпрямляется диодом. После этого конденсатор накопителя C_S заряжается с постоянной времени $R_L \times C_S$ через нагрузочный резистор R_L. Затем конденсатор CS может быть разряжен с постоянной времени $R_D \times C_S$. На дисплее анализатора спектра (измерительный прибор M) отражается среднее значение импульсов заряда и разряда накопительного конденсатора как квазипиковая

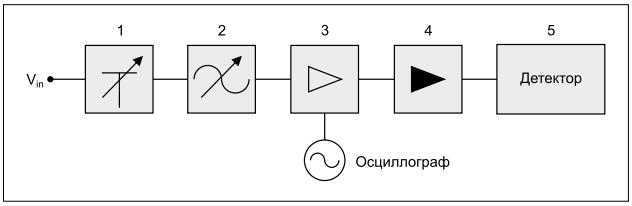


Рис. 7. **Входной каскад анализатора спектра**

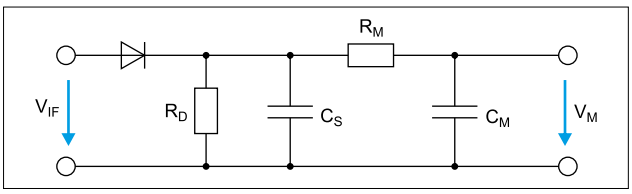


Рис. 8. **Среднепиковый детектор**

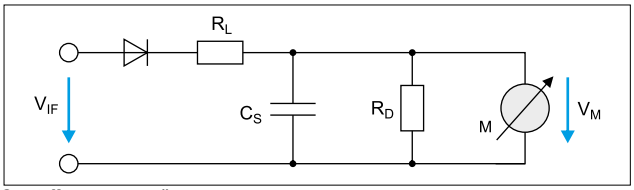


Рис. 9. **Квазипиковый детектор**

величина. В этом режиме отображения электрическая величина напряжения помех преобразуется в вид, соответствующий восприятию человеческого уха. Примером могут служить помехи в виде треска при приеме радиосигнала.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Данное руководство иллюстрирует необходимость проведения EMC-анализа импульсных источников питания в процессе разработки. Даже осциллограф позволяет заранее получить важное представление об уровне EMC-помех на входе импульсного стабилизатора. Однако измерения напряжения шумов с помощью анализатора спектра и цепи LISN по-прежнему являются решающими. Если входной фильтр используется уже на этапе разработки, то эффект от его применения можно проверить в лаборатории с помощью простого анализатора спектра. Благодаря этому методу разработчик способен определить уровни нежелательных помех импульсного устройства. При выборочном использовании элементов фильтра проектировщик может убедиться, что его изделие способно пройти окончательный EMC-тест.

БЕСШУМНЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ КОНТРОЛЛЕР ДЛЯ АУДИОУСИЛИТЕЛЕЙ

ШТЕФАН КЛЯЙН (STEFAN KLEIN), Würth Elektronik eiSos,
ГЮНТЕР КЛЕННЕР (GÜNTHER KLENNER), K&K Prime Engineering

В статье рассматривается пример схемы с импульсными DC/DC-контроллерами, отвечающими требованиям электромагнитной совместимости для аналоговых аудиоусилителей. В этих контроллерах используются SMD-ферриты компании Würth Elektronik.

ИМПУЛЬСНЫЕ КОНТРОЛЛЕРЫ В АУДИОУСИЛИТЕЛЯХ

Аналоговые усилители еще применяются в бытовой электронике, особенно в диапазоне аудиочастот. Импульсные контроллеры все чаще используются в качестве источников питания благодаря высокой эффективности. В этих коммутационных цепях имеется много источников шума, которые создают электромагнитные помехи разного рода. Помехи классического типа, например помехи в сигнальных проводниках, не во всех случаях являются главной проблемой. В цепях усилителей работа импульсных контроллеров может вызывать нелинейные искажения. Однако даже аналоговые схемы могут получать питание от этих контроллеров при условии фильтрации шума и с учетом выбранной схемы печатной платы. Сердечники фильтров выбираются в зависимости от частоты помех. Дроссели с обмотками с относительно невысокой собственной резонансной частотой больше не используются в схемах с ВЧ-источниками помех. В таких случаях выбираются SMD-ферриты, широкий ряд которых выпускает компания Würth Elektronik.

КЛАССЫ АНАЛОГОВЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Аналоговые усилители разделяются на классы A, B и AB. Усилители класса A используются с одним выходным транзистором, который работает в линейной части своей характеристики, что обеспечивает высокую линейность самих усилителей. Усилители класса B расширяют класс A за счет второго транзистора. Один из этих транзисторов отвечает за формирование положительной полуволны, а другой – отрицательной полуволны звукового сигнала.

В результате ток покоя становится мал, а КПД теоретически вырастает до 78,5%. Усилители класса AB представляют собой комбинацию усилителей классов A и B. Как и у усилителей класса B, выходной каскад схемы состоит из двух транзисторов, но при этом она дополняются цепью постоянного тока покоя (как и в случае класса A, но этот ток значительно меньше), что минимизирует искажения в переходной области. Эта область, в которой осуществляется переход с одного транзистора на другой с изменением положительной полуволны на отрицательную полуволну. Развитие технологии усилителя класса AB к настоящему времени достигло своей зрелости: линейность контролируется с помощью дифференциальных усилителей в каскаде предварительного усилителя, и, если биполярные транзисторы заменить MOSFET, эффективность заметно возрастет, а шум усилителя станет очень малым.

ИСТОЧНИКИ ШУМА

Во-первых, кондуктивные помехи в линии и излучаемые помехи – разные вещи. Входной ток импульсного преобразователя содержит переменную составляющую с высоким уровнем мощности. Эта мощность дифференциального тока с той же частотой, что используется для тактирования контроллера. Входной ток создает напряжение помехи на импедансе входной цепи и эквивалентном последовательном сопротивлении (ESR) входного конденсатора. Помеха распространяется по цепям электронных устройств.

Переменная составляющая тока проходит через ESR выходного конденсатора контроллера, приводя к возникновению пульсаций, которые поступают в аналоговые или коммутационные ВЧ-цепи. В результате выходные линии могут создавать помехи в воздушной среде, работая как антенны. Во избежание этого эффекта необходимо тщательно проработать топологию печатной платы. Проводящие контуры на ней выступают в качестве антенн при протекании синхросигналов высокой частоты с крутыми фронтами. Эти контуры, работающие как рамочные антенны, повышают уровень помех во внешней среде. Даже на плате с тщательно продуманной топологией могут возникать помехи, которые излучаются во внешнюю среду при прохождении по компонентам схемы или кабелям.

МЕХАНИЗМЫ ЕМКОСТНОЙ СВЯЗИ

Переменное электрическое поле, например вызванное процессами коммутации с большой величиной составляющей *dV/dt*, является причиной появления емкостной связи между соседними цепями или проводниками. Ток помехи определяется следующим образом:

$$I_{ПОМЕХИ} = C \cdot \frac{dV}{dt},$$

где *C* – паразитная емкость между отдельными линиями. Ее величина зависит от длины и взаимного расположения проводников, а также диэлектрической проницаемости среды между ними. Для возникновения емкостной связи требуется, чтобы расстояние *d* между проводниками не превышало 10% от длины волны: $d < \lambda/10$.

Аналогично, переменные токи с крутыми фронтами генерируют переменное магнитное поле и напряжение помехи в соседних цепях. Таков механизм возникновения магнитной связи. Напряжение помехи определяется следующим образом:

$$V_{ПОМЕХИ} = M \cdot \frac{dI}{dt},$$

где M – паразитная индуктивность между двумя проводниками, которая зависит от формы соответствующих линий, размеров и расположения проводников относительно друг друга. Для образования магнитной связи требуется, чтобы длина проводника l на 25% была меньше длины волны: $l < \lambda/4$.

Связь обоих видов уменьшается с увеличением расстояния между проводниками.

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ РАМОЧНОЙ АНТЕННЫ

Если замкнутый контур в схеме образован проводником печатной платы, создается рамочная антенна. При протекании быстро меняющегося переменного тока через проводящий контур возникает переменное магнитное поле. Чтобы излучение было достаточно заметным, размер проводящего контура l должен быть мал по сравнению с длиной волны λ переменного тока:

$$l << \lambda = \frac{c}{f}. \quad (1)$$

Таким образом, характеристика антенны, главным образом, определяется частотой f, площадью контура A, током I и расстоянием r между рамочной антенной и проводником. На рисунке 1 показана сферическая система координат рамочной антенны. Увеличение тока, частоты или площади приводит к росту магнитного поля. Такие параметры как ток или частота являются неизменными в схеме импульсного контроллера, и их нельзя менять. На практике проводящие контуры минимизируются, и создается оптимальная топология печатной платы.

ПРОВОДЯЩИЕ КОНТУРЫ В СХЕМЕ ИМПУЛЬСНОГО КОНТРОЛЛЕРА

На рисунке 2 представлен пример схемы с понижающим контроллером, в которой проводящие контуры работают как рамочные антенны.

У схемы на рисунке 2 – два рабочих состояния. В первом из них открыт ключ – N-канальный MOSFET. Входной ток протекает через MOSFET, катушку, выходной конденсатор и далее через общую землю возвращается к входному конденсатору. Зеленой пунктирной линией показан тракт тока ($i_1 = i_2$). Во втором рабочем состоянии ключ разомкнут. Поскольку катушка пытается сохранить уровень тока, он в этом случае течет от катушки через выходной конденсатор и шунтирующий диод. Контур, обозначенный оранжевой пунктирной линией, показывает цепь тока ($i_3 = i_2$). Ток i_2 течет непрерывно через катушку в разомкнутом состоянии ключа.

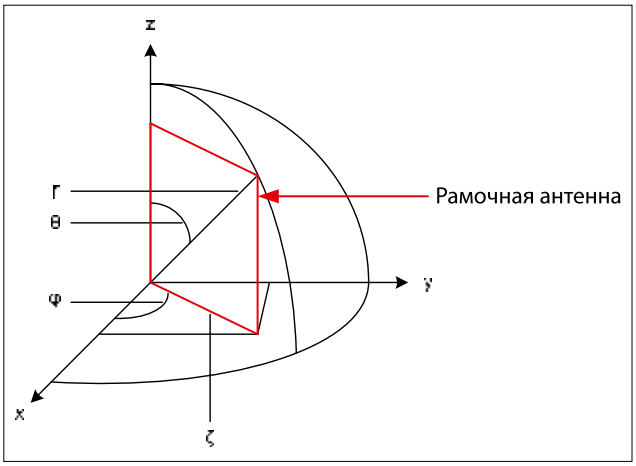


Рис. 1. **Сферическая система координат рамочной антенны**

Ток i_1 через ключ и ток i_3 через шунтирующий диод текут во включенном и выключенном состояниях, соответственно. Части переменного тока имеют быстро меняющиеся составляющие очень большой величины, из-за которых могут появляться наводки в соседних цепях или проводниках. Коммутационный узел между ключом, шунтирующим диодом и катушкой тоже играет немаловажную роль, поскольку в этой точке переключается напряжение.

Поскольку в данном случае составляющая dV/dt фронтов импульсов при коммутации принимает наибольшее значение, она может воздействовать на соседние цепи или проводники. Наиболее критичной в схеме печатной платы повышающего контроллера является контур, обведенный красной пунктирной линией. Эти контуры работают как рамочные антенны, испускающие магнитное поле в ближайшее окружение. Величина напряженности поля пропорциональна квадрату частоты f, площади контура A, току I и расстоянию r между контуром и антенной (приемником). Рассчитаем напряженность электрического поля, генерируемого проводящим контуром в импульсном контроллере.

Исходим из следующих значений параметров:

- длительность переднего фронта импульса t_R: 14 нс;
- эффективный ток I_{IN}: 0,68 А;
- площадь контура A: 24 мм^2.

В этом примере частота фронта импульса в коммутационном узле считается наиболее критичным компонентом. При плохо просчитанной топологии крутой фронт импульса вызывает резонанс, а его частота определяется длительностью переднего фронта:

$$f_0 = \frac{1}{t_{ON}}.$$

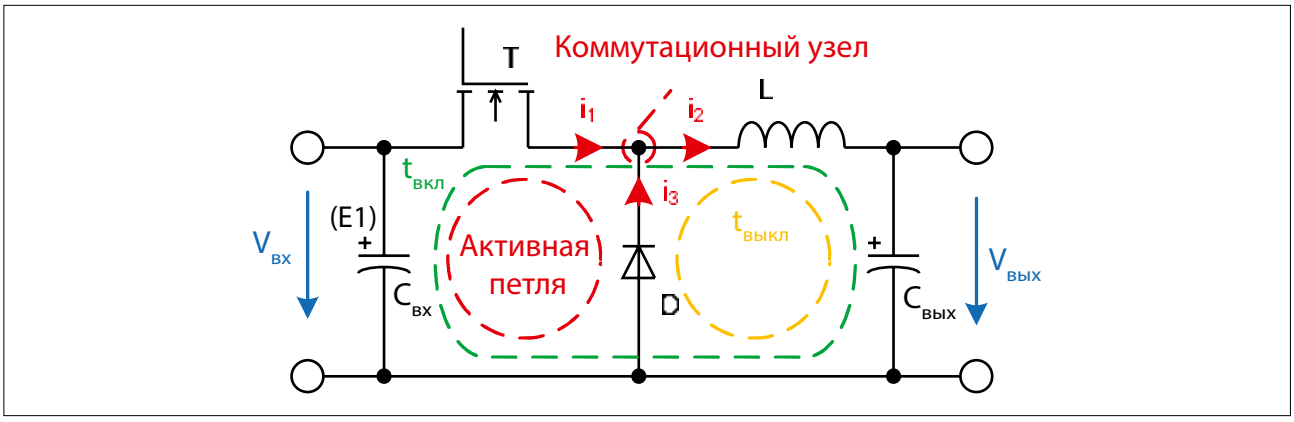


Рис. 2. **Коммутационные состояния понижающего контроллера**

Длительность переднего фронта импульса 14 нс в коммутационном узле соответствует частоте 72 МГц. Для расчета напряженности электрического поля на расстоянии 10 м от импульсного контроллера воспользуемся следующей формулой:

$$E = \frac{K \cdot f^2 \cdot A \cdot l}{r}.$$

Следовательно:

$$E = \frac{263 \cdot 10^{-16} \cdot \left((72\ \text{МГц})^2 \cdot 24\ \text{мм}^2 \cdot 0{,}68\ \text{А}\right)}{10\ \text{м}} = 223\ \frac{\text{мкВ}}{\text{м}} = 47\ \frac{\text{дБмкВ}}{\text{м}}.$$

Например, международный стандарт CISPR 22 устанавливает максимальное значение напряженности поля 40 дБмкВ/м для диапазона частот 30–230 МГц на расстоянии 10 м от антенны. Данный пример показывает, что даже небольшой контур с током может создавать напряженность поля, превышающую предельную величину.

ПРИМЕР С ПОНИЖАЮЩИМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ

Рассмотрим часть схемы импульсного контроллера в аналоговом усилителе. Несмотря на риск возникновения нелинейных искажений, можно реализовать подачу напряжения питания с помощью импульсного контроллера понижающего преобрзователя, как это показано на рисунке 3. В этом случае особое внимание уделяется фильтру на входах и выходах контроллера и схемы.

В этом примере используется понижающий преобразователь с тактовой частотой 570 кГц. Импульсный контроллер получает питание от настольного модуля. Поскольку в рассматриваемом примере этот контроллер является компонентом системы и не получает питание напрямую от сети, тестирование ВЧ-помех на ЭМС неприменимо. Следовательно, в данном случае следует не подавлять напряжение помехи на входе контроллера, а предотвратить воздействие емкостной связи на соседние цепи.

ВЫБОР КОМПОНЕНТОВ ФИЛЬТРА

Для подавления емкостной связи на участке кабеля до импульсного контроллера применяется SMD-феррит WE-CBF 742 792 040 компании Würth Elektronik. В комбинации с входным конденсатором C4 он образует НЧ-фильтр. Этот феррит осуществляет широкополосную фильтрацию с полосой среза до нескольких сотен МГц, подавляя гармонические составляющие фронтов коммутационных сигналов. При выборе SMD-ферритов используется REDEXPERT® – бесплатная онлайн-программа от Würth Elektronik.

С помощью этой программы можно легко подобрать необходимый феррит. На рисунке 4 показаны характеристики фильтра с SMD-ферритом с импедансом 10–100 Ом. Программа позволила выбрать компонент WE-CBF 742 792 040 в корпусе размером 0805, поскольку у него малое последовательное сопротивление (R_{DC} = 150 мОм), а номинальный ток достигает 2 А. Последовательное сопротивление должно быть низким, чтобы не уменьшился КПД импульсного контроллера. В нижних окнах программы

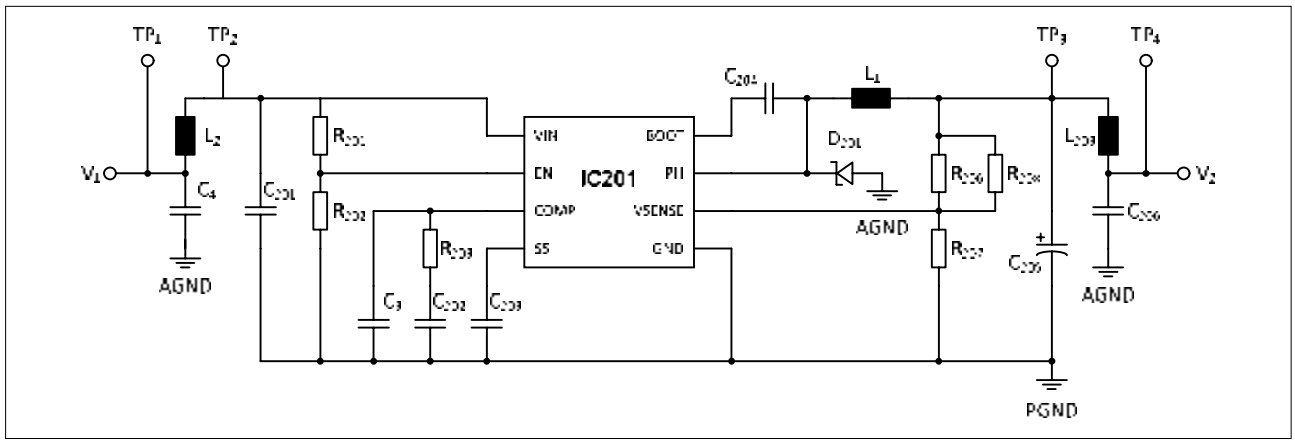


Рис. 3. **Электрическая схема понижающего преобразователя**



Рис. 4. **Выбор SMD-феррита с помощью программы REDEXPERT®**

отображаются кривые импеданса, реактивного сопротивления и омических потерь. При выборе SMD-феррита следует стремиться обеспечить очень хорошее затухание в широком частотном диапазоне.

В качестве конденсатора фильтра используется керамический конденсатор емкостью 10 мкФ, т. к. у него малое эквивалентное последовательное сопротивление. Малая величина этого параметра предпочтительна, поскольку у конденсатора фильтра – высокая добротность *Q* на собственной резонансной частоте (SRF). Это необходимо для того, чтобы импеданс был как можно ниже, благодаря чему устраняются нежелательные частотные составляющие. На рисунке 5 показана кривая импеданса конденсатора фильтра в окне ПО моделирования Kemet Spice.

Красная кривая на этом рисунке описывает импеданс. Значения ESR и ESL отображаются в верхнем разделе. Отрицательный пик кривой четко определяет собственную резонансную частоту конденсатора, при которой импеданс минимален:

$$X_C = \frac{1}{2\pi f_0}.$$

Значение этой частоты определяется с помощью емкости и ESL.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\text{ESL}\cdot C}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{1\,\text{нГн}\cdot 10\ \text{мкФ}}} = 1{,}6\ \text{МГц}.$$

Критерий выбора конденсатора фильтра заключается в подборе такого компонента, у которого собственная резонансная частота немного выше рабочей частоты контроллера. Эта тактовая частота помечена на рисунке зеленой полоской. Поскольку напряжение помехи, сгенерированной контроллером, является наибольшим на тактовой частоте, ее следует шунтировать на землю конденсатором с минимально возможным импедансом. Необходимо также учесть гармоники контроллера, поскольку собственная резонансная частота лишь ненамного превышает тактовую частоту.

ВЛИЯНИЕ ФИЛЬТРА

Параметры низкочастотного фильтра, состоящего из SMD-феррита L2 и конденсатора C4, зависят от нагрузки и импеданса источника. На рисунке 6 показана взаимосвязь между значениями импедансов и фильтром.

В рассматриваемом случае импеданс источника сигнала Z_B является входным импедансом преобразователя, а нагрузка Z_A

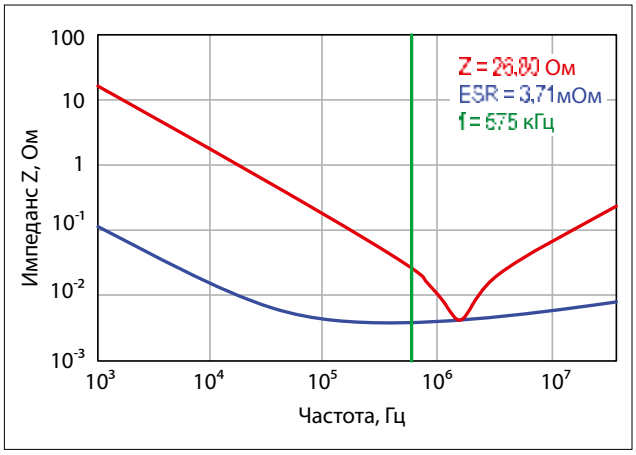


Рис. 5. **Кривая импеданса выбранного конденсатора**

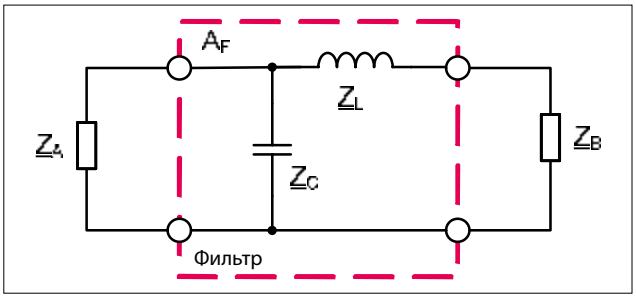


Рис. 6. **Зависимость импеданса от НЧ-фильтра**

представляет импеданс кабеля. Вносимое затухание фильтров A_F определяется следующим образом:

$$A_F = 20\lg\left(\frac{Z_B + Z_L + \frac{Z_A\cdot Z_C}{Z_A + Z_C}}{\frac{Z_A\cdot Z_C}{Z_A + Z_C}}\right).$$

Расчет импедансов источника и нагрузки проблематичен. Импеданс источника, или контроллера в данном случае, как правило, определяется путем измерения. Импеданс нагрузки может меняться, т. к. изменяется ток потребления схемы. Предположения делаются исходя из значения нагрузочного импеданса. По этой причине величину импеданса фильтра определяют с помощью ПО LTSpice для 50-Ом системы.

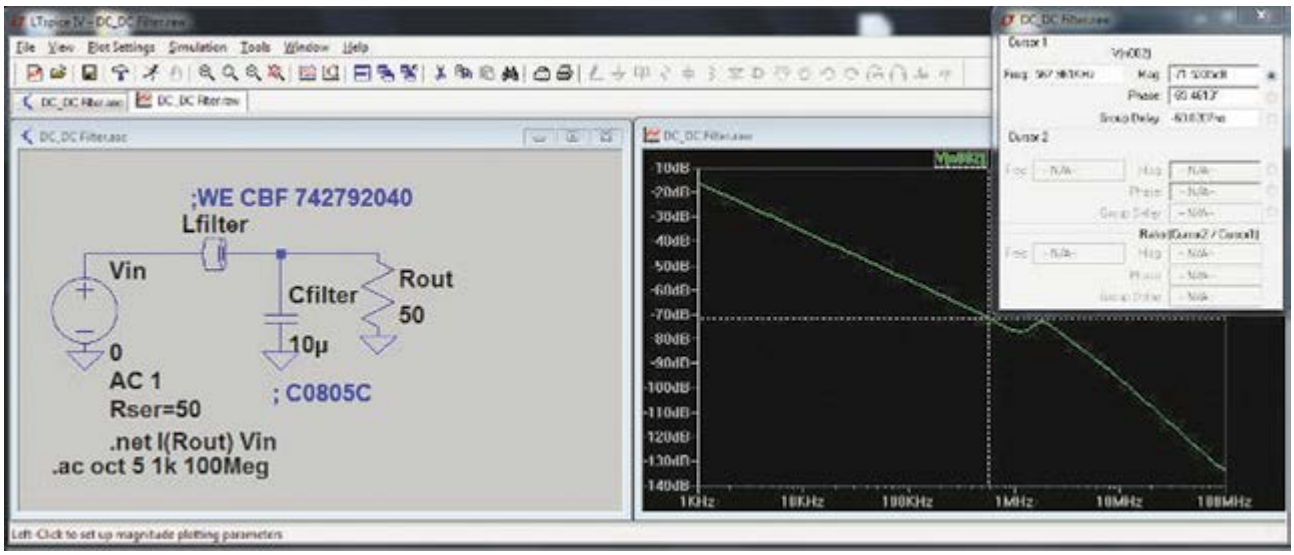


Рис. 7. **Симуляция фильтра в ПО LTSpice**

В LTSpice имеется большая библиотека с широким рядом изделий от Würth Elektronik. В левой части рисунка 7 показана принципиальная схема фильтра, а в правой – его кривая затухания. При тактовой частоте 570 кГц ослабление составляет 71 дБ. Эта величина уменьшается с ростом частоты.

БЕСШУМНЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ КОНТРОЛЛЕР ДЛЯ АУДИОУСИЛИТЕЛЕЙ

Входной фильтр уменьшает амплитуду напряжения помехи во временной области, обусловленную емкостной связью. На рисунке 8 представлены результаты измерения напряжения помехи в точке 2, которая находится непосредственно на входе импульсного преобразователя. В тестировании использовалась намного большая, чем на практике, составляющая переменного напряжения с амплитудой 120 мВ. Чтобы помеха не прошла в соседние цепи, фильтр установлен перед входом контроллера. На рисунке 9 показан отфильтрованный сигнал помехи на входе контроллера в тестовой точке 1.

Результаты измерения показывают, что входной фильтр уменьшает напряжение помехи примерно до 20 мВ и, главным образом, всплески напряжения при коммутации. Таким образом, напряжение помехи находится в некритичном диапазоне. Аналогично, измерение можно выполнить на выходе коммутирующего контроллера, чтобы установить амплитуду пульсации. На входе и выходе контроллера при этом используются те же компоненты. Выходной фильтр образуют SMD-феррит L203 и конденсатор C206.

На рисунке 10 показаны пульсации на выходе контроллера в тестовой точке 3 с переменной составляющей напряжения с амплитудой 80 мВ. Это слишком высокая амплитуда для питания аналоговых цепей. На рисунке 11 представлен результат измерения пульсаций на выходе фильтра в точке 4. На осциллограмме заметны крутые пики напряжения, обведенные эллипсами красного цвета. Эти пики появились в результате наводок на кабели измерительного оборудования, и потому их можно проигнорировать.

Влияние фильтра заметно и в этом случае – пульсации стали меньше 10 мВ, что вполне приемлемо. Таким образом, эти пульсации больше не вызывают нелинейные искажения в аналоговом усилителе. Измерения показывают важность фильтрации на входе и выходе, а также эффективность этих фильтров.

ТОПОЛОГИЯ ИМПУЛЬСНОГО КОНТРОЛЛЕРА

Чтобы уменьшить контур, по которому протекает ток при коммутации ключа, необходимо уменьшить длину проводящего тракта. С этой целью компоненты устанавливаются как можно ближе друг к другу.

Самый длинный проводящий тракт находится между входным и выходным конденсаторами. Во избежание гальванической наводки переменной составляющей тока через заземление цепи выход импульсного контроллера PGND следует подключить к одной точке с остальными заземлениями схемы. Входной и выходной заземляющий вывод AGND отделяется от PGND контроллера во избежание помех. На рисунке 12 показана принципиальная схема заземляющего соединения импульсного контроллера.

В схеме на рисунке 12 имеются входной и выходной фильтры. Заземление AGND в этом случае намеренно

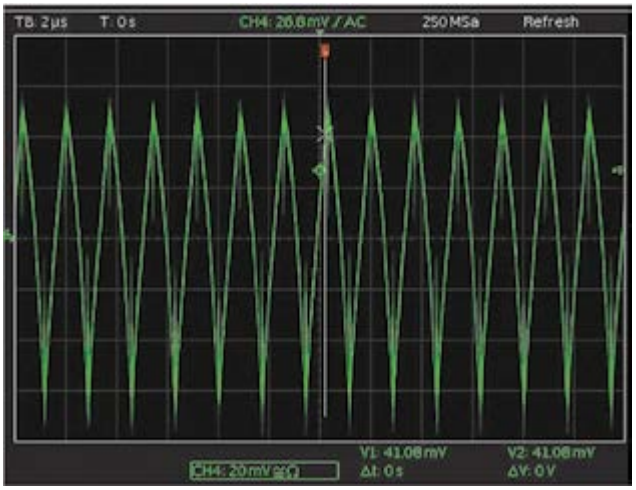


Рис. 8. **Напряжение помехи при коммутации**

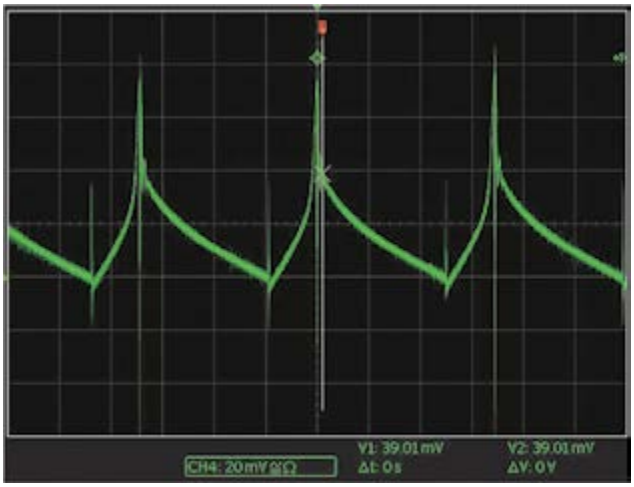


Рис. 10. **Пульсации на входе импульсного контроллера**

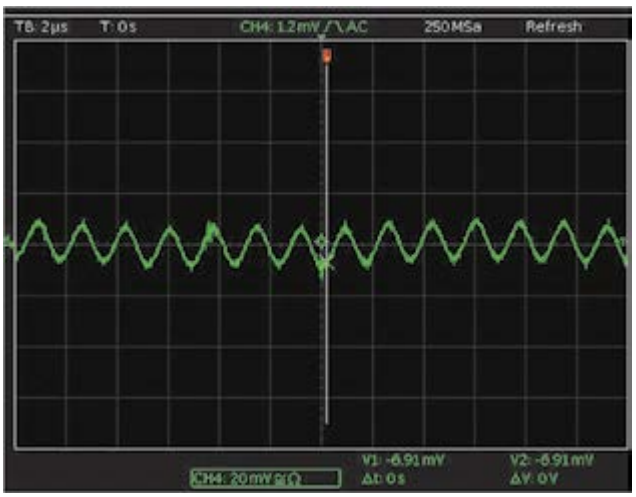


Рис. 9. **Напряжение помехи на входе контроллера после фильтра**

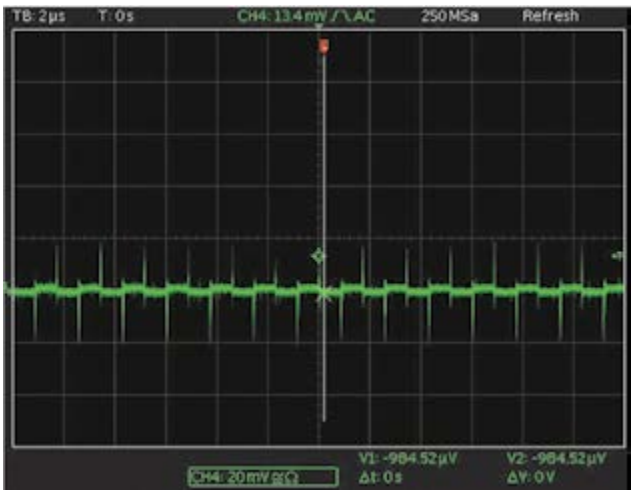


Рис. 11. **Пульсации на выходе фильтра**

отделено от земляного вывода импульсного контроллера PGND. Если бы земля контроллера была непосредственно соединена с заземлением фильтра AGND, ток помехи протекал бы от земли контроллера через конденсатор фильтра $C_{ФИЛЬТРА}$ в источник питания, образуя соединение с входным фильтром.

На практике входной и выходной конденсаторы $C_{ВХ}$ и $C_{ВЫХ}$ устанавливаются как можно ближе друг к другу так, чтобы их отрицательные выводы соединялись. В результате длина заземляющего проводника сводится к минимуму. Уменьшить проводящий контур, помеченный на рисунке 2 желтым пунктирным кругом, можно, установив катод шунтирующего диода рядом с отрицательным выводом выходного конденсатора. В этой точке наблюдается минимальная пульсация. Таким образом, делитель напряжения с обратной связью, с помощью которого ИС контроллера измеряет выходное напряжение, должен подключаться напрямую к выходному конденсатору. Его отрицательный вывод работает как базовое заземление ИС контроллера и узловая точка, к которой подключаются остальные заземления схемы.

Используя электрическую схему импульсного контроллера, показанную на рисунке 3, посмотрим, как уменьшается проводящий контур в топологии платы и как реализуется заземляющее соединение с остальной схемой. На рисунке 13 показана часть платы с медным слоем и компоненты.

Желтой пунктирной линией на рисунке 13 обозначен контур тока $t_{ВЫКЛ}$, протекающего через шунтирующий диод, катушку и выходной конденсатор. Все компоненты установлены как можно ближе друг к другу, чтоб уменьшить длину проводящих трактов. Зеленой пунктирной линией обозначен контур тока $t_{ВКЛ}$, протекающего через входной конденсатор, внутренний MOSFET ИС контроллера, катушку индуктивности и выходной конденсатор. Оба отрицательных вывода конденсаторов расположены очень близко друг к другу, чтобы заземляющий проводник коммутационной схемы был как можно короче.

Противоположная сторона платы представляет собой сплошной заземляющий слой PGND. Соединения импульсного контроллера проходят по изолированному заземляющему участку. Сквозные отверстия в плате, соединяющие заземление PGND через внутренний заземляющий участок, обеспечивают соединение AGND через одну узловую точку. У всех остальных внутренних слоев – одинаковый изолированный заземляющий участок. Они соединяются в одной точке с остальной заземляющей поверхностью AGND. На рисунке 14 показан первый внутренний слой с заземляющей площадкой PGND.

Из этого рисунка видно, что внутренний заземляющий слой, занимающий всю площадь платы, соединен только с заземляющим слоем PGND в одной точке. Сквозные контакты в изолированном заземляющем слое осуществляют соединение с землей PGND.

ВЫВОДЫ

Мы рассмотрели корректный выбор компонентов фильтра и топологию печатной платы. Проводящие контуры могут

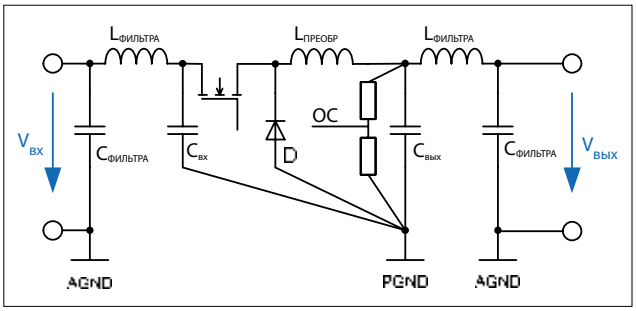


Рис. 12. **Заземление импульсного контроллера**

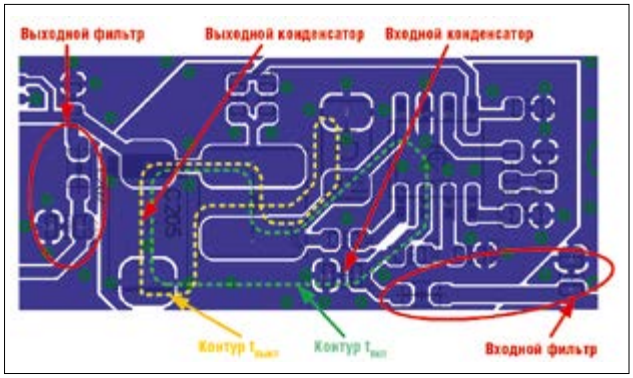


Рис. 13. **Часть платы с компонентами**

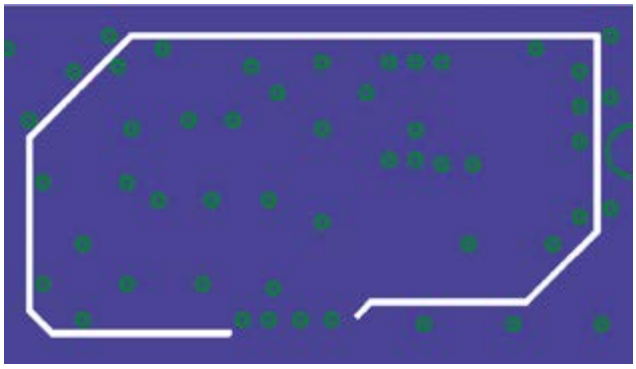


Рис. 14. **Внутренний медный слой**

наводить помехи на соседние схемы или проводники, увеличивая поле ВЧ-помех. Контуры такого рода можно уменьшить, соблюдая простые правила проектирования топологии. Фильтрация входных сигналов также уменьшает нежелательное напряжение помех и, следовательно, помехи в проводниках. Пульсации на выходе импульсного контроллера уменьшаются с помощью выходного фильтра во избежание нелинейных искажений в аудиоусилителе.

Мы показали, что SMD-ферриты в наибольшей мере пригодны для подавления ВЧ-помех. Программа REDEXPERT от Würth Elektronik используется при выборе SMD-ферритов, а полученный фильтр легко моделируется в ПО LTSpice. Рассмотренный пример показывает, что импульсный контроллер можно применять в аналоговых усилителях при условии следования описанным рекомендациям.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ НЕДОРОГИХ МНОГОВЫХОДНЫХ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ — СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

Перевод: **ВЛАДИМИР РЕНТЮК**

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

ВСТУПЛЕНИЕ

Схемотехника блока питания всегда имеет ограничение по стоимости, занимаемой площади на печатной плате, высоте, а кроме того, разработчики всегда стремятся максимально уменьшить ее сложность. Большинство современных систем, работающих со смешанными сигналами, а как правило, и все остальные различные аналоговые и цифровые схемы, кроме простейших случаев, требуют для своего функционирования несколько различных напряжений питания. Один из способов добавить дополнительные выходы к источнику питания (ИП) без использования дополнительных микросхем заключается в том, чтобы заменить стандартный дроссель импульсного понижающего стабилизатора напряжения индуктивностью с несколькими магнитосвязанными обмотками. Первичная обмотка такого (в общем плане) трансформатора находится под напряжением возбуждения импульсного понижающего преобразователя, а для его вторичных обмоток есть много способов сформировать дополнительный выход путем выпрямления и фильтрации напряжения, индуцированного во вторичной обмотке.

Понижающие импульсные стабилизаторы встречаются почти в каждой архитектуре ИП, а добавка многообмоточного трансформатора в соответствии с задачами, решаемыми проектировщиком, может иметь самые различные коэффициенты трансформации и даже несколько выходов. Но в интересах достижения оптимального баланса между сложностью и стоимостью решения мы рассмотрим имеющуюся серийно выпускаемую катушку индуктивности с магнитосвязанными обмотками, имеющими соотношение 1:1, которая в рассматриваемом приложении выполняет роль трансформатора. (***Прим. перев.:*** в общем случае такие катушки используются в DC/DC-преобразователях топологии SEPIC.) Компания Würth Elektronik eiSos предлагает несколько вариантов таких магнитосвязанных индуктивностей с различными уровнями мощности и расположением выводов. Многие из этих катушек пригодны для формирования дополнительного выхода стандартного понижающего DC/DC-преобразователя, выполняющего в схеме роль стабилизатора напряжения.

ТРИ НАИБОЛЕЕ РАСПРОСТРАНЕННЫЕ ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ТОПОЛОГИИ

На рис. 1а, 1б и 1в показаны три наиболее часто используемые топологии импульсных стабилизаторов напряжения с двухобмоточными дросселями. На рис. 1а показано, как вторичное напряжение V_{OUT2} может быть добавлено к основному выходному напряжению V_{OUT1} для создания общего напряжения по отношению к общему проводу (заземлению) системы питания, т. е. $2\times V_{OUT1}$.

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

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

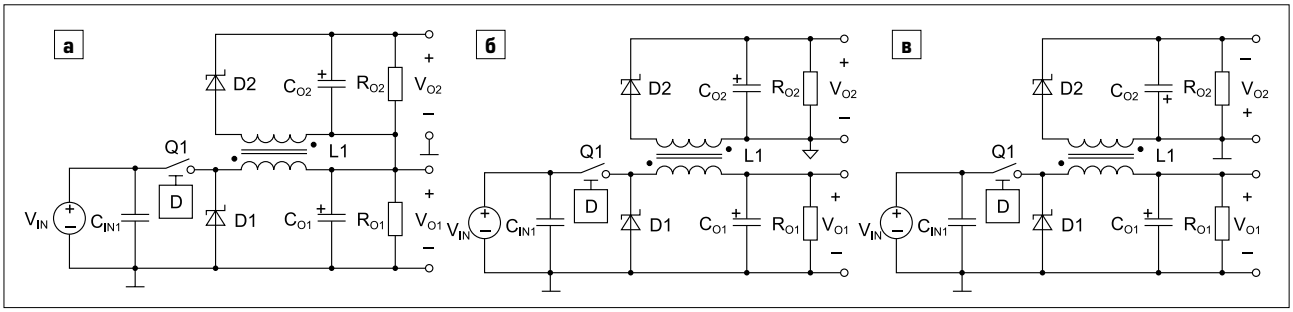


Рис. 1. **а) Соединение для получения напряжения $2\times V_{OUT}$, б) получение изолированного напряжения V_{OUT2}, в) получение отрицательного напряжения V_{OUT2}**

вторичную цепь лишь от электрических помех в первичной цепи.

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

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

ПРАКТИЧЕСКИЙ ПРИМЕР ПРОЕКТИРОВАНИЯ ДВУХВЫХОДНОГО DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Приведенные в данной статье уравнения и сама идея предлагаемого решения будут шаг за шагом направлять проектировщика по этапам, которые необходимы для добавления вторичного выхода к несинхронным импульсным стабилизаторам напряжения, выполненным на интегральной схеме контроллера понижающего DC/DC-преобразователя с функцией ограничения тока нагрузки. Большинство таких микросхем имеют внутренний силовой МОП-транзистор и компаратор, который осуществляет мониторинг тока, протекающего через токовый сенсор или через полевой МОП-транзистор на высокой стороне (транзистор Q1 на рис. 1). Этот ток равен току через дроссель, когда данный транзистор включен. Высококачественные контроллеры имеют возможность установки минимального порога тока дросселя во всем диапазоне рабочих температур, и в большинстве случаев, когда этот предел достигнут, микросхема мгновенно выключает силовой МОП-транзистор. Как будет показано ниже, такое решение определяет максимальную выходную мощность, которая должна быть разделена между основным и вторичным выходами. Для практического примера проектирования будем использовать микросхему TPS54160 компании Texas Instruments. Электрические характеристики, приведенные в ее спецификации, указывают, что минимальный предел ограничения тока по всему диапазону температур составляет 1,8 А.

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

- входное напряжение V_{IN} 10–14 В, номинальное рабочее напряжение 12 В;
- пульсации входного напряжения Δv_{IN} = 0,2 В (п-п);
- выходное напряжение V_{OUT1} = 5 В при номинальном токе нагрузки I_{O1} 400–500 мА;
- пульсации выходного напряжения Δv_{O1} = 60 мВ (п-п);
- выходное напряжение V_{OUT2} = 5 В (назначенное), $I_{O2\text{-}MAX}$ = 200 мА;
- пульсации выходного напряжения Δv_{O2} = 60 мВ (п-п);
- рабочая частота преобразователя f_{SW} = 500 кГц;
- ожидаемый КПД η = 90%;
- полная выходная мощность P_{OUT} = 3,5 Вт.

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

ОСОБЕННОСТИ 1:1 МАГНИТОСВЯЗАННОЙ ИНДУКТИВНОСТИ

«Сердце» любого импульсного преобразователя — индуктивный элемент. Это справедливо и для рассматриваемого преобразователя мощностью 3,5 Вт, и для многофазного мостового преобразователя мощностью в киловатты. Для нашей 1:1 магнитосвязанной катушки индуктивности, выполняющей роль трансформатора, принципиальное отличие от тока стандартного дросселя, который используется в понижающих преобразователях, заключается в увеличении размаха пульсаций тока от пика до пика (п-п), индуцированного в основной (первичной) обмотке. Это происходит из-за дополнительной запасенной и переданной во вторичную обмотку энергии, а форма тока изменяет свою форму от треугольной к трапецеидальной. На рис. 2 показаны токи в первичной обмотке (выделено лиловым цветом) и во вторичной обмотке (она показана в зеленом цвете). Фазирование включения обмоток выполнено таким образом, что вторичная обмотка начинает отдавать ток в нагрузку во время выключения силового МОП-транзистора, когда обратный ток индуктивности замыкается открытым диодом D1. Таким образом, среднее напряжение в течение цикла переключения, приложенное к вторичной цепи, будет приблизительно равно напряжению V_{OUT1}.

Здесь важно указать на различие между средним и постоянным токами вторичной обмотки. Понятие «среднее значение тока», обозначаемое нами как $I_{S\text{-}AVG}$, относится к средней высоте трапеции формы тока. А понятие «постоянный ток», обозначаемое нами как $I_{O2\text{-}MAX}$, относится к значению среднего тока, которое подается в нагрузку вторичной обмоткой. Эти два тока имеют разное значение, и здесь, в результате смешивания этих понятий, может возникнуть большая путаница. Для ясности скажем, что средний ток при трапециевидной форме равен постоянному току, деленному на единицу минус рабочий цикл. Для рассматриваемого случая соотношения обмоток 1:1 интерес для расчетов представляют наихудшие слу-

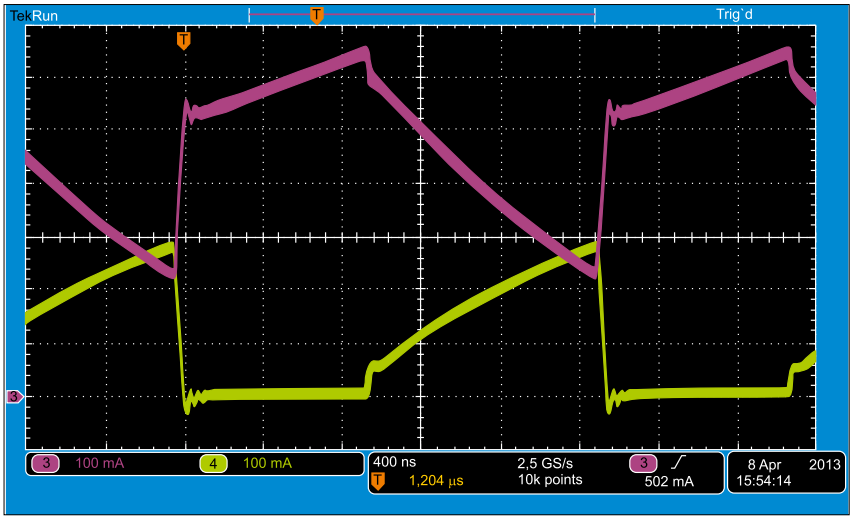


Рис. 2. **Токи в первичной (лиловый) и вторичной (зеленый) обмотках 1:1 магнитосвязанной катушки индуктивности в условиях: V_{IN} = 12,0 В, V_{01} = 5 В, $V_{02} \approx V_{01}$, I_{01} = 500 мА, I_{02} = 100 мА**

чаи, которые дают нам максимальные значения токов:

$$D_{MAX} = \frac{V_{OUT1} + V_{D1}}{V_{IN-MIN} + V_{D1}} = \frac{5 + 0,5}{10 + 0,5} = 0,54, \quad (1)$$

$$I_{A-AVG} = \frac{I_{O2-MAX}}{1 - D_{MAX}} = \frac{0,2A}{0,46} = 0,43\ \text{A}. \quad (2)$$

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

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

$$D_{MIN} = \frac{V_{OUT1} + V_{D1}}{V_{IN-MAX} + V_{D1}} = \frac{5 + 0,5}{14 + 0,5} = 0,39, \quad (3)$$

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

ПУЛЬСАЦИИ ТОКА В ИНДУКТИВНОСТИ

Одна из наиболее важных проблем, по которой необходимо будет принять решение в процессе разработки нашего преобразователя, — определение допустимого уровня пульсаций тока. В обычных понижающих преобразователях двойная амплитуда пульсаций тока (от пика до пика) обычно устанавливается на уровне от 20 до 40% максимального выходного постоянного тока. Диапазон 20–40% представляет собой хороший компромисс, он проверен и подтвержден конструкцией большого числа импульсных преобразователей и предлагает оптимальный баланс между габаритами дросселя, КПД преобразователя и уровнем генерируемых им помех. При этом необходимо учитывать, что меньшая индуктивность и, следовательно, меньший размер дросселя приводят к большим пульсациям тока, и наоборот: меньшие пульсации приводят к уменьшению среднеквадратичных токов и уменьшают уровень электромагнитных помех (ЭМП).

Уравнение (4) позволяет определить минимальное значение индуктивности для чисто треугольной формы тока пульсаций в первичной обмотке, но суммарный ток пульсации Δi_P равен сумме тока треугольной формы и общего тока пульсаций вторичной цепи. Из-за этого факта, связанного с наличием дополнительных пульсаций, рекомендуемый диапазон для тока $\Delta i_{P\text{-}TRI}$ необходимо выбирать ниже — от 10 до 30% максимального выходного тока первичной обмотки $I_{O1\text{-}MAX}$. Для этого примера положим значение тока $\Delta i_{P\text{-}TRI}$ равным 30% максимального, что составит 0,15 А. Тогда:

$$L_{MIN} = 0,39 \frac{14\text{В} - 5\text{В}}{0,15\ \text{А} \times 500\ \text{кГц}} = 45,5\ \text{мкГн}.$$

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

$$\Delta i_{P-TRI} = D_{MIN} \frac{V_{IN-MAX} - V_{OUT1}}{L1 \times f_{SW}} =$$

$$= 0,39 \frac{14\text{В} - 5\text{В}}{47\ \text{мкГ} \times 500\ \text{кГц}} = 0,146\text{А}_{П-П}.$$

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

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

$$\Delta i_S = \frac{2 \times V_{D2}}{L_{LEAK} \times f_{SW}} (1 - D_{MIN}) =$$

$$= \frac{2 \times 0,5\text{В}}{3,1\ \text{мкГ} \times 500\ \text{кГц}} = 0,40\ \text{А}_{П-П}. \quad (5)$$

Трудность в использовании этого выражения является следствием двух неоднозначностей: точного определения индуктивности рассеяния и точного предсказания (или измерения) падения напряжения V_{D2} на выпрямительном диоде. Индуктивность рассеивания L_{LEAK} не всегда указывается производителями индуктивностей, но она может быть достаточно просто измерена. Это делается путем короткого замыкания одной из обмоток и измерения индуктивности на выводах другой. Для этого примера измеренное значение L_{LEAK} равно 3,1 мкГн. Падение напряжения на выпрямительном диоде нелинейно и зависит от тока, так что его необходимо прогнозировать. Мы будем использовать значение 0,5 В. Исходя из изложенного выше, ожидаемый суммарный ток пульсаций первичной обмотки DiP можно рассчитать как:

$$\Delta i_P = \Delta i_{P-TRI} + \Delta i_S =$$

$$= 0,146\text{А} + 0,4\ \text{А} = 0,55\text{А}_{П-П}. \quad (6)$$

Теперь можно рассчитать пиковый ток для первичной обмотки:

$$I_{P-PEAK} = I_{O1-MAX} + \frac{\Delta i_P}{2} =$$

$$= 0,5\text{А} + \frac{0,55\ \text{А}}{2} = 0,77\ \text{А}. \quad (7)$$

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

$$I_{S-PEAK} = I_{S-AVR} + \frac{\Delta i_S}{2} =$$

$$= 0,42\ \text{А} + \frac{0,40\ \text{А}}{2} = 0,62\ \text{А}. \quad (8)$$

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

$$I_{S-RMS} = I_{S-AVR} \sqrt{1 - D_{MAX}} \times$$

$$\times \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta i_S}{I_{S-AVG}} \right)^2} = 0,33\ \text{А}. \quad (9)$$

ПРАВИЛЬНЫЙ ВЫБОР ТИПА СВЯЗАННОЙ ИНДУКТИВНОСТИ

Нами было определено, что необходимый индуктивный элемент должен иметь индуктивность обмоток, равную 47 мкГн, быть в состоянии без насыщения сердечника выдержи-

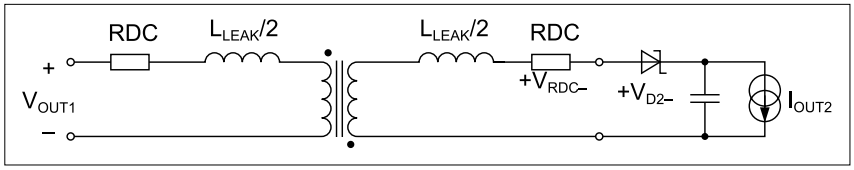


Рис. 3. **Эквивалентная схема с магнитосвязанной индуктивностью 1:1 с учетом паразитных составляющих первого порядка и падения напряжения на выпрямительном диоде**

вать пиковый ток до 0,77 А и работать без перегрева на среднеквадратичных токах до 0,5 А в первой обмотке и до 0,33 А во второй обмотке (***Прим. переводчика:*** Опасность перегрева связана с тем, что при достижении определенной температуры, называемой точкой Кюри, материал сердечника катушки теряет свои магнитные свойства, что может привести к отказу ИП). При отношении обмоток 1:1 особенно важно внимательно изучить технические описания и понять условия, при которых наступает насыщение, а значения среднеквадратичных токов являются действительно реально достижимыми. Производители качественной продукции обязательно указывают все эти условия в понятном для пользователя виде. Так, серия WE-DD сдвоенных магнитосвязанных катушек индуктивности компании Würth Elektronik включает в себя вариант исполнения под номером 744 878 470, электрические характеристики которого (№ заказа 744878470):

- индуктивность L = 47 мкГ;
- номинальный рабочий ток I_R = 0,9 А;
- ток насыщения I_{SAT} = 1 А;
- сопротивление по постоянному току RDC — 0,6 Ом (тип.).

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

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

ОГРАНИЧЕНИЯ ДЛЯ МАКСИМАЛЬНОГО ТОКА ВТОРИЧНОЙ ЦЕПИ

Максимальный ток, который может дать нам вторичный выход с магнитосвязанными индуктивностями 1:1 в сочетании с понижающим преобразователем, ограничивают два условия. Первое ограничение является следствием наличия порога ограничения по максимальному току микросхемы контроллера преобразователя. Для рассматриваемого примера мы имеем I_{LIM} = 1,8 А, отсюда получаем значение $I_{O2-LIMIT}$:

$$I_{O2-LIMIT} = (1 - D_{MIN}) \times$$

$$\times (2I_{LIM} - 2I_{O1-MAX} - \Delta i_{P-TRI}) =$$

$$= 0,62 \times (3,6\,\text{А} - 1,0\,\text{А} - 0,146\,\text{А}) = 1,52\,\text{А}. \quad (10)$$

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

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

Привести здесь полезное для практического применения уравнение затруднительно. Это вызвано высокой изменчивостью пульсаций тока во вторичной обмотке катушки и нелинейной зависимостью прямого падения напряжения на выпрямительном диоде от тока нагрузки. Наилучшим способом определения точки перехода в режим DCM являются лабораторные исследования. Они позволяют достаточно просто определить момент, когда преобразователь будет переходить в режим DCM, а токовый пробник покажет точный момент, в который ток первичной обмотки упадет до нуля. Если токовый пробник недоступен, можно использовать датчик напряжения и обычный мультиметр. На рис. 4 показано напряжение на ключе первичной цепи в режиме DCM. Цепь представляет собой полевой транзистор с соответствующим управлением, первичную катушку индуктивности и диод. Щуп осциллографа, измеряющий напряжение, покажет начало затухающего колебания в конце каждого цикла переключения, а мультиметр покажет быстрое падение выходного напряжения V_{O2}, которое происходит в момент перехода в режим прерывистых токов.

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

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

1. Пульсации тока могут быть уменьшены за счет увеличения индуктивности, с повышением частоты коммутации либо путем использова-



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

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

V_{IN}, В	I_{O1}, мА	I_{O2}, мА	V_{OUT2}, В	V_{IN}, В	I_{O1}, мА	I_{O2}, мА	V_{OUT2}, В	V_{IN}, В	I_{O1}, мА	I_{O2}, мА	V_{OUT2}, В
10	50	25	4,65	12	50	25	4,84	14	50	25	4,89
	100	25	4,95		100	25	5,02		100	25	5,05
	200	25	5,03		200	25	5,13		200	25	5,16
	500	25	5,25		500	25	5,37		500	25	5,41
	50	50	3,55		50	50	4,14		50	50	4,41
	100	50	4,51		100	50	4,74		100	50	4,85
	200	50	4,75		200	50	4,89		200	50	4,98
	500	50	4,93		500	50	5,12		500	50	5,23
	50	100	1,67		50	100	2,38		50	100	2,93
	100	100	3,07		100	100	3,79		100	100	4,15
	200	100	4,00		200	100	4,40		200	100	4,58
	500	100	4,23		500	100	4,62		500	100	4,81
	200	200	2,22		200	200	3,02		200	200	3,50
	500	200	3,28		500	200	3,69		500	200	4,02

ния обоих вариантов. Это помогает обойти оба ограничения.

2. Если причина в ограничении по току, необходимо выбрать другой тип управляющей микросхемы с более высоким значением ограничения максимального тока или выбрать контроллер с внешними силовыми МОП-транзисторами. В этом случае можно сделать настройку нужного порога ограничения по току.
3. Если предел обусловлен переходом в режим DCM, то необходимо использовать топологию синхронного понижающего импульсного стабилизатора, которая позволяет току в катушке индуктивности течь в обратной полярности. Такой преобразователь позволяет течь току ниже нуля и поддерживать среднее напряжение V_{OUT1} по обмоткам 1:1 катушки даже при условии, что ток I_{O1} = ноль. Для такого применения несколько полупроводниковых компаний уже производят и предлагают на рынке небольшие, экономичные синхронные стабилизаторы, полностью удовлетворяющие изложенным требованиям.

Существует также проблема, связанная с минимальным током, который должен обеспечить вторичный выход. Она заключается в том, чтобы предотвратить рост напряжения V_{OUT2} в условиях малой нагрузки или холостого хода. Причиной такого роста является постепенная передача энергии вторичных выходных конденсаторов, которую они получают из-за наличия индуктивности рассеяния в катушке. Проводить измерение индуктивности рассеяния и пытаться вычислить минимально допустимую нагрузку, как правило, нецелесообразно. Для нашего примера достаточно эффективным и простым методом оказалась лабораторная экспериментальная проверка с помощью потенциометра. Так было определено, что для сохранения в любых условиях абсолютного значения V_{OUT2} ниже заданных 5,5 В достаточно использовать дополнительное сопротивление нагрузки 1,1 кОм (в перечне элементов указан резистор 1 кОм).

ТОЧНОСТЬ ПОДДЕРЖАНИЯ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ВТОРИЧНОЙ ЦЕПИ

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

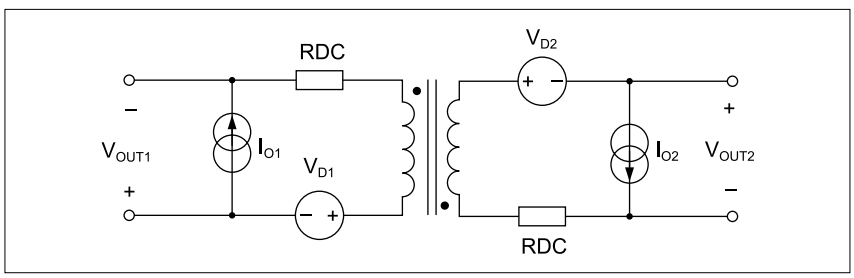


Рис. 5. **Влияние падения напряжений в первичной и вторичной цепи на уровень выходного напряжения V_{OUT2}**

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

$$V_{OUT2} = V_{OUT1} + I_{O1} \times$$

$$\times DCR + V_{D1} - I_{O2} \times DSR - V_{D2} . \quad (11)$$

В большинстве справочных материалов по проектированию предлагается принимать прямое падение напряжения на диодах Шоттки равным 0,5 В. Однако если значение напряжения V_{OUT2} должно быть предсказано с достаточно высокой точностью во всем диапазоне токов нагрузки, необходимо использовать более точные данные, которые иногда приводятся в спецификациях на диоды конкретного типа, или проконсультироваться с их изготовителями. А еще лучше выполнить измерение фактического падения напряжения. На практике точность вторичного выходного напряжения также зависит еще и от коэффициента связи между двумя обмотками катушки. Так что достигнуть значения V_{OUT2} с точностью, превышающей ±10%, скорее всего не удастся, особенно когда необходимо учитывать влияние переходных процессов, связанных с изменением нагрузки на любом из выходов V_{OUT1} или V_{OUT2}. Для нашего примера, даже если рабочая точка преобразователя установлена так, чтобы соответствовать одинаковому сдвигу как в положительную, так и в отрицательную область погрешности согласно условию уравнения 11, любой переходной процесс, связанный с изменением тока нагрузки Δi, вызовет смещение, равное Δi×DCR. В заключение отметим, что использование выхода V_{OUT2} без дополнительного линейного стабилизатора является приемлемым и целесообразным только для нагрузок, которые

характеризуются небольшими изменениями тока потребления, или нагрузка постоянна, а также для нагрузок, которые допускают довольно широкий диапазон питающего напряжения.

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

ВЫХОДНЫЕ КОНДЕНСАТОРЫ

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

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

$$= \frac{0,55A}{60\,мВ \times 500\,кГц \times 4} = 4,55\,мкФ, \quad (12)$$

$$ESR1_{MAX} = \frac{\Delta v_{O1}}{2 \times \Delta i_P} = \frac{60\,мВ}{2 \times 0,55A} = 55\,мОм. \quad (13)$$

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

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

$$C_{O2-MIN} = \frac{I_{S-AVG} \times D_{MAX}}{\Delta v_{O2} \times f_{SW}} =$$

$$= \frac{0,42A \times 0,52}{60\,мВ \times 500\,кГц} = 7,33\,мкФ, \quad (14)$$

$$ESR2_{MAX} = \frac{\Delta v_{O2}}{I_{A-AVG}} = \frac{60\,мВ}{0,42\,А} = 143\,мОм. \quad (15)$$

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

$$I_{CO2-RMS} = I_{O2-MAX} \sqrt{\frac{D_{MAX}}{1-D_{MAX}}} =$$

$$= 0,2A \sqrt{\frac{0,52}{0,38}} = 0,18\,А. \quad (16)$$

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

ВХОДНЫЕ КОНДЕНСАТОРЫ

Роль и значение входных пульсаций напряжения разработчики часто упускают из виду, однако они играют важную роль, так как являются источником генерации кондуктивных электромагнитных помех (помех, которые возникают в цепях питания), которые, в конечном итоге, влияют на электромагнитную совместимость (ЭМС). Входные конденсаторы импульсных понижающих стабилизаторов с последовательным соединением ключевого элемента и дросселя, поскольку они обеспечивают передачу к преобразователю большей части переменного тока в моменты времени включения силового полевого транзистора, должны выдерживать большие прерывистые среднеквадратичные токи. Как и в случае, когда мы рассматривали вопрос выбора выходных конденсаторов вторичного выхода, после того как сделан выбор минимальной емкости и определено максимально допустимое значение ESR, выбранный конденсатор или конденсаторы должны быть оценены по их рейтингу в части среднеквадратичных токов.

$$C_{IN-MIN} =$$

$$= (I_{01-MAX} + I_{O2-MAX}) \frac{D_{MAX}(1-D_{MAX})}{\Delta v_{IN-MAX} \times f_{SW}} =$$

$$= 0,7A \frac{0,52 \times 0,48}{0,2\,В \times 500\,кГц} = 1,75\,мкФ, \quad (17)$$

$$I_{IN-PK} = \frac{P_{O-MAX}}{V_{IN-MIN} \times \eta} + \frac{\Delta i_P}{2} =$$

$$= \frac{3,5\,Вт}{10\,В \times 0,9} + \frac{0,55A}{2} = 1,02\,А, \quad (18)$$

$$ESR_{IN-MAX} = \frac{\Delta v_{IN}}{I_{IN-PK}} = \frac{200\,мВ}{1,02\,А} = 197\,мОм. \quad (19)$$

Среднеквадратичный ток входного конденсатора CIN-MIN рассчитывается по формуле:

$$I_{CIN-RMS} =$$

$$= (I_{O1-MAX} + I_{O2-MAX}) \sqrt{D_{MAX}(1-D_{MAX})} =$$

$$= 0,7A \sqrt{0,52 \times 0,46} = 0,35\,А. \quad (20)$$

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

ДИОДЫ

Рециркуляционный диод D1, через который при выключении ключа происходит замыкание обратного тока катушки индуктивности, и выходной выпрямительный диод D2 для вторичного выхода выбираются путем вычисления их среднего тока с умножением на прямое напряжение, что позволяет определить величину рассеиваемой на диодах мощности. После этого, на основании оценки допустимого увеличения температуры вследствие наличия теплового сопротивления, диоды выбираются по варианту исполнения корпуса. Предпочтение здесь следует отдать диодам Шоттки. Причина такого выбора кроется в их более низком прямом падении напряжения и почти нулевом заряде обратного восстановления. По сравнению с обычными кремниевыми диодами, две эти объединенные вместе особенности делают диоды Шоттки более эффективными и с меньшей генерацией помех. В целях обеспечения надежности преобразователя и создания некоторого технологического запаса, учитывая возможные помехи и переходные процессы, необходимо выбирать диоды, у которых обратное напряжение, по крайней мере, на 20% выше самого высокого из возможных напряжений в системе. Это напряжение для обычных и многовыходных понижающих преобразователей на основе магнитосвязанных катушек индуктивности равно V_{IN-MAX}. Итак, учитывая запас в 20%, при входном напряжении 14 В мы должны использовать диоды с обратным напряжением не менее 16,8 В, следовательно, диоды, рассчитанные на 20 В или выше, будут здесь вполне уместны. Рассеиваемая на диодах мощность определяется следующими уравнениями:

$$P_{D1-MAX} = I_{O1-MAX} \times V_{D1}(1 - D_{MIN}) =$$

$$= 0,5\text{A} \times 0,5\text{B}(1 - 0,38) = 0,16\text{Вт}, \quad (21)$$

$$P_{D2-MAX} = I_{O2-MAX} \times V_{D2} = 0,2\text{A} \times 0,5\text{B} = 0,1\text{Вт}. \quad (22)$$

Что касается корпуса диодов, то, с экономической точки зрения, для обоих диодов наилучшим образом подойдет исполнение в стандартном корпусе SMA с типичным тепловым сопротивлением 95°C/Вт. Диоды в таких корпусах, имеющие рабочее обратное напряжение, равное 20 В, широко доступны и выпускаются различными производителями.

КОМПЕНСАЦИЯ ПЕТЛИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ СТАБИЛИЗАЦИИ НАПРЯЖЕНИЯ

По нескольким причинам для решения проблемы стабилизации выходного напряжения понижающих DC/DC-преобразователей на магнитосвязанных катушках индуктивности оптимальным вариантом является выбор стабилизации по пиковому току — режим PCM (Peak Current Mode). При правильной реализации данный метод управления упрощает схему компенсации усилителя ошибки. Как следует из самого названия, в режиме PCM управление осуществляется по пиковому току в катушке индуктивности (в данном случае в ее первичной обмотке); естественно, это делается в каждом цикле переключения. Добавление второй обмотки и еще одной нагрузки на понижающий DC/DC-преобразователь изменяет передаточную функцию его силового каскада, состоящего из модулятора рабочего цикла и выходного фильтра. Однако при этом основная цель компенсации контура управления остается неизменной. Компенсация должна обеспечивать высокий коэффициент усиления на постоянном токе (для уменьшения погрешности установки основного выходного напряжения), с высокой пропускной способностью (для быстрого реагирования на переходные процессы, связанные с изменением нагрузки) и высоким запасом по фазе (для устойчивой реакции на сброс/наброс нагрузки и переходные процессы по цепи питания), не допускающей возникновения паразитной генерации. Для компенсации контуров управления имеется много схемотехнических и архитектурных подходов, но в данной статье мы сфокусируем свое внимание на основном методе, который хоть и является консервативным, но обеспечивает высокую стабильность контура регулирования.

ОПИСАНИЕ ОСОБЕННОСТИ ЦЕПИ РЕГУЛИРОВАНИЯ СИЛОВОГО КАСКАДА

Ниже приведены основные базовые параметры и их значения, которые необходимы для разработки линейной малосигнальной модели силового каскада в сочетании с магнитосвязанной 1:1 индуктивностью для проектируемого понижающего импульсного стабилизатора:

- минимальное входное напряжение V_{IN-MIN} = 10 В;
- номинальное выходное напряжение V_{OUT} = 5,0 В;
- максимально допустимый ток нагрузки $I_O = I_{O1-MAX} + I_{O2-MAX} = 0,5+0,2 = 0,7$ А;
- частота коммутации f_{SW} = 500 кГц;
- индуктивность катушки L_1 = 47 мкГн;
- сопротивление силового каскада $R_L = R_{DSON}+D_{CR} = 200+600 = 800$ мОм, здесь R_{DSON} — это сопротивление силового канала МОП-транзистора в открытом состоянии, D_{CR} — сопротивление по постоянному току обмотки катушки L_1;
- суммарная емкость выходных конденсаторов $C_O = C_{O1}+C_{O2} = 220+16 = 236$ мкФ;
- ESR выходных конденсаторов R_C = 40 мОм;
- сопротивление датчика тока R_{SN} = 167 мОм;
- усиление по току G_I = 1;
- опорное напряжение V_{FB} = 0,8 В;
- максимальный рабочий цикл D_{MAX} = 0,52;
- сопротивление нагрузки $R_O = V_{OUT}/I_O$;
- компенсация наклона V_M = 0,417 В.

Компенсация наклона, или компенсация крутизны (slope compensation) необходима для корректировки погрешности между током в момент времени, когда определено его пиковое значение, и средним значением этого тока. Без этой дополнительной компенсации импульсным преобразователям в режиме PCM присуща субгармоническая бифуркация, или нестабильность, вызванная раздваиванием, что приводит к возникновению субгармонических колебаний для рабочих циклов 50% и выше. Поскольку пульсирующий ток в катушке индуктивности в понижающих преобразователях с магнитосвязанными катушками выше, чем в обычных понижающих преобразователях, то им требуется более высокая компенсация наклона.

К сожалению, очень немногие микросхемы управляющих контроллеров DC/DC-преобразователей позволяют отрегулировать и настроить компенсацию наклона, следовательно, нам, чтобы заранее предвидеть возможные проблемы, очень важно сделать оценку и определить идеальную компенсацию наклона.

Для режима PCM идеальная компенсация наклона равна наклону тока в течение времени выключения силового полевого транзистора. Для простоты предполагается, что сигнал имеет треугольную форму, но имеет одно и то же значение от пика до пика в качестве фактически трапецеидальной волны Δi_P. Идеальная компенсация наклона в этом случае определяется как:

$$V_{SL-IDEAL} = \Delta i_P \times R_{SN} \times G_I = 0,55\text{A} \times 0,167\text{Ом} \times 1 = 0,092\text{В}. \quad (23)$$

Фиксированное значение компенсации наклона V_M, равное 0,417 В, используемое в выбранной нами микросхеме контроллера DC/DC-преобразователя TPS54160, превышает идеальное, что устраняет опасность возникновения субгармо-

нических колебаний в этом примере. Однако следует отметить, что уровень V_M не может быть слишком высоким без отрицательных последствий. Если его значение гораздо больше, чем это определяется токовым сенсором, то режим работы преобразователя становится больше похожим на режим стабилизации напряжения, и в этом случае он, чтобы обеспечить достаточный запас по фазе, требует более тщательной компенсации усилителя ошибки.

Эффективное значение индуктивности L_{1EFF} используется для коррекции разности между наклоном треугольной формы тока в катушке индуктивности в стандартном понижающем преобразователе и трапециевидной формой тока в системе понижающего преобразователя с магнитосвязанными катушками:

$$L1_{EFF} = \frac{V_{IN-MIN} - V_{OUT}}{\Delta i_P \times f_{SW}} \times D_{MAX} = \frac{10\text{В} - 5\text{В}}{0,55\text{А} \times 500\text{кГц}} \times 0,52 = 9,45\text{мкГн}. \quad (24)$$

Коэффициент A_{FB} дает нам снижение коэффициента усиления в дБ, которое является следствием деления выходного напряжения резистивным делителем. А параметр K_M — это коэффициент усиления модулятора, представляющий баланс между током, который определен токовым сенсором (первое слагаемое в знаменателе), и компенсацией наклона (второе слагаемое в знаменателе):

$$A_{FB} = 20 \times \log\left(\frac{V_{FB}}{V_{OUT}}\right) = 20 \times \log\left(\frac{0,8\text{В}}{5\text{В}}\right) = 15,9\text{дБ}, \quad (25)$$

$$K_M = \frac{1}{(0,5 - D_{MAX}) \times R_{SN} \frac{1}{L1_{EFF} \times f_{SW}} + \frac{V_M}{V_{IN-MIN}}} = 24,6. \quad (26)$$

Теперь коэффициент усиления силового каскада по постоянному току APS может быть определен следующим образом:

$$A_{PS} = \frac{K_M \times R_O}{R_O + R_L + R_{SN} + K_M \times R_{SN} \times G_I} = 14,3\text{дБ}. \quad (27)$$

$$\varpi_L = \frac{\frac{R_O R_C}{R_O + R_C} + R_L + R_{SN} + K_M R_{SN} G_I}{L1_{EFF}} = 534\ \text{крад/с}$$

Частотно-зависимыми составляющими передаточной функции силового каскада являются полюс, связанный с нагрузкой, — ω_C, нуль ESR — ω_Z, а также двухполюсные производные от функции, учитывающей эффект дискретизации тока катушки индуктивности с угловой частотой ω_L:

$$\varpi_C = \frac{1}{C_O}\left(\frac{1}{R_O} + \frac{1}{K_M R_{SN} G_I}\right) = 163\text{крад/с}, \quad (28)$$

$$\varpi_Z = \frac{1}{R_C C_O} = 106\text{крад/с}, \quad (29)$$

$$\varpi_L = \frac{\frac{R_O R_C}{R_O + R_C} + R_L + R_{SN} + K_M R_{SN} G_I}{L1_{EFF}} = 534\text{крад/с}. \quad (30)$$

Передаточная функция управления относительно выхода теперь может быть решена с помощью преобразования Лапласа:

$$G_{PS}(s) = A_{PS} \frac{1 + \frac{s}{\varpi_Z}}{\left(1 + \frac{s}{\varpi_C}\right) \times \left(1 + \frac{s}{\varpi_L} + \frac{s^2}{(\pi \times f_{sw})^2}\right)}. \quad (31)$$

Частоты полюсов и нуля в герцах рассчитываются путем деления каждой из составляющих в виде циклической частоты ω, рассчитанной ранее в радианах/с, на 2π:

$$f_C = \frac{\varpi_C}{2\pi} = 260\text{Гц}, \; f_Z = \frac{\varpi_Z}{2\pi} = 17\text{кГц}, \; f_L = \frac{\varpi_L}{2\pi} = 85\,\text{кГц}.$$

Удобный интуитивный способ выбора усиления и фазы отклика, необходимых для усилителя ошибки, обеспечивает графическое представление усиления и фазы. Графики, описывающие зависимость усиления $G_{PS}(s)$ и фазочастотную характеристику (ФЧХ) силового каскада, приведены на рис. 6.

С графической точки зрения, цель введения компенсации в усилителе ошибки состоит в том, чтобы получить полный коэффициент усиления контура управления, который начинается с максимального и спадает под наклоном минус 20 дБ/декада, и ширину полосы или системную частоту среза системы автоматического регулирования (crossover frequency), которая определяется как точка, в которой коэффициент усиления контура равен 0 дБ. В общем, пропускная способность устанавливается как можно шире, но при этом, для достижения устойчивости петли регулирования, должен сохраняться достаточно большой запас по фазе. Запас по фазе определяется как разность между ФЧХ петли регулирования, когда коэффициент усиления равен 0 дБ, и минус 360° — точка, в которой отрицательная обратная связь становится положительной, это и определяет границу устойчивости контура управления. На практике, если устойчивость нарушена, мы имеем неустойчивый рабочий цикл и колебания выходного напряжения. Минимальный запас по фазе, равный 45°, обеспечит переходную характеристику системы практически без перерегулирования или колебаний, но, в то же время, он позволяет иметь пропускную способность настолько широкой, насколько это возможно. Обычно она составляет 1/5 от частоты коммутации. Теоретически пропускная способность может достигать до 1/2 от частоты переключения, но на практике 1/5 — это достаточно хороший выбор.

В этом примере будет использоваться коррекция типа II, состоящая из полюса на частоте 0 Гц, что позволит обеспечить высокий коэффициент усиления на постоянном токе и на низких частотах, одного полюса, частота которого может быть установлена произвольно, и ноля, частота которого также может быть установлена по желанию. Хорошая отправная точка для синтеза цепи компенсации — это установить частоту f_{Z1} компенсации нуля, равную частоте полюса нагрузки f_C, и установить частоту f_{P1} компенсации полюса равной частоте нуля f_Z, учитывающей ESR. Таким образом, такая компенсация полюса и ноля эффективно устранит ноль и полюс силового каскада, оставив только полюс в начале координат. Это обеспечит высокий коэффициент усиления, а непрерывный спад АЧХ с наклоном –20 дБ/декада будет поддерживаться вплоть до удвоенной частоты полюса дискретизации f_L.

Оставшаяся переменная определяется как коэффициент усиления компенсации в промежутке между f_{Z1} и f_{P1}, который в англоязычной технической литературе часто называют «усилением средней полосы» (mid-band gain или midband gain). Правильным подходом для его определения будет подать сигнал на общий контур управления так, чтобы пересечь 0 дБ, и таким образом определить пропускную способность в этой плоской области усиления. Это может быть сделано путем определения усиления силового каскада на требуемой системной частоте среза с помощью установки усиления в цепи компенсации, которое будет равно по величине, но противоположно по знаку; тем самым в этой точке мы сводим к нулю усиление по всей ширине полосы пропускания.

В контроллере TPS54160 используется режим управления по току, а в качестве усилителя сигнала ошибки — транс-

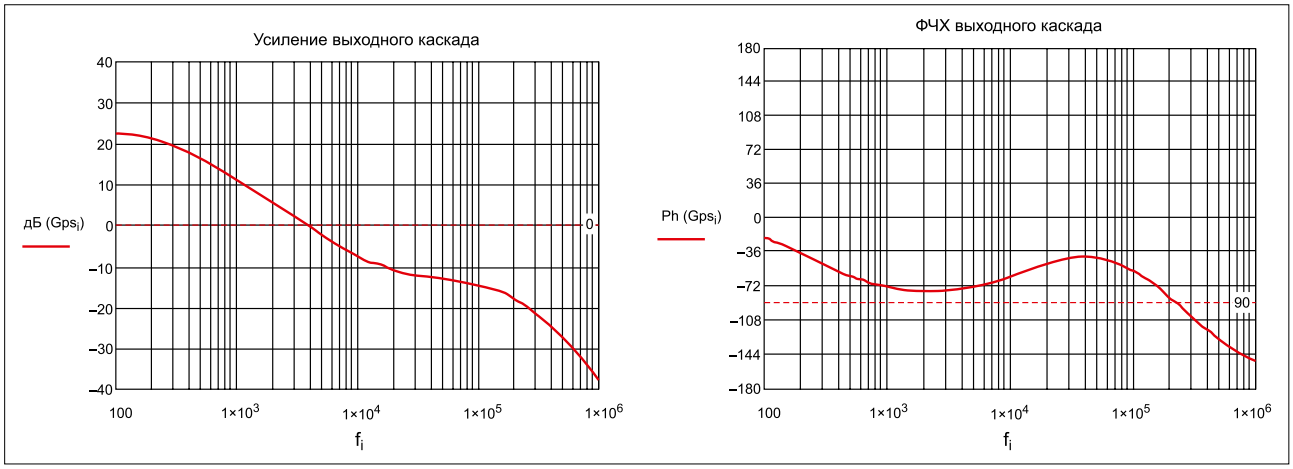


Рис. 6. **Графики усиления (АЧХ) и ФЧХ выходного каскада**

кондуктансный усилитель (transconductance error amplifier), то есть усилитель тока, управляемый напряжением. Это позволяет упростить схему компенсации и обеспечивает возможность поциклового ограничения тока с быстрым откликом на изменения входного напряжения и тока нагрузки. Усилитель ошибки имеет коэффициент усиления 97 мкСм и с двумя внешними конденсаторами и одним внешним резистором позволяет установить частоты полюсов, ноля и усиление в средней полосе частот. На рис. 7 показан усилитель ошибки и его внешние компоненты.

Данные по этому усилителю ошибки могут быть взяты из спецификации (DdataSheet) выбранной микросхемы управляющего контроллера; так, для контроллера TPS54160, как уже отмечалось выше, усиление g_M равно 97 мкСм. А усиление среднего диапазона, частоты нулей и полюсов могут быть вычислены следующим образом:

$$A_{MID} = g_M \times R1, \quad (32)$$

$$f_{Z1} = \frac{1}{2\pi \times R1 \times C1}, \quad (33)$$

$$f_{P1} = \frac{1}{2\pi \times R1 \times C2}, \quad (34)$$

Как показано на рис. 6, коэффициент усиления $G_{PS}(S)$ на частоте, выбранной с большим технологическим запасом, а именно равной 1/10 частоты коммутации, или 50 кГц, составляет около –14 дБ. Здесь есть один момент, о котором иногда забывают: уменьшение коэффициента усиления по причине наличия в цепи обратной связи резистивного делителя, коэффициент передачи AFB которого рассчитывается по формуле (25). Это усиление, а вернее, уменьшение сигнала, может быть просуммировано с усилением силового каскада или с усилением усилителя ошибки — это не имеет никакого значения, но только тогда, когда петля обратной связи будет замкнута. В рассматриваемом примере проектирования DC/DC-преобразователя предполагается, что усиление A_{FB} является частью передаточной функции усилителя ошибки, и, поскольку оно не является частотозависимым, то прямо влияет на усиление средней полосы:

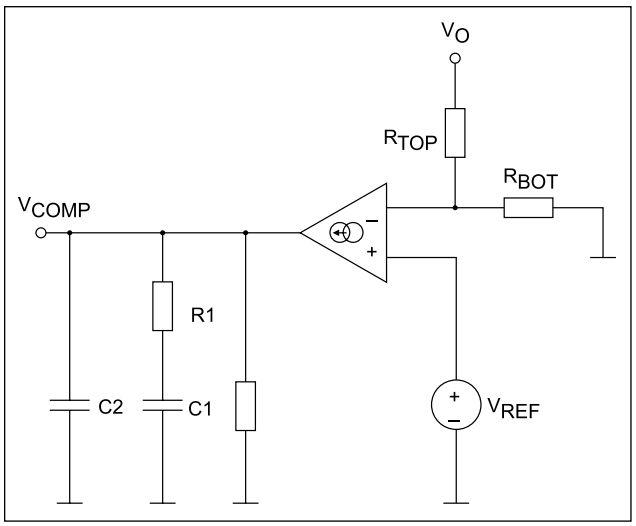


Рис. 7. **Усилитель ошибки, выполненный на базе усилителя тока, управляемого напряжением**

$$A_{FB} = 20\log\left(\frac{0{,}8\text{В}}{5\text{В}}\right) = -15{,}9\text{дБ},$$

$$A_{MID} = 10^{\frac{A_{0дБ}\times(-1)+A_{FB}}{20}} = 10^{\frac{-14\times(-1)+15{,}9}{20}} = 31{,}3. \quad (35)$$

Теперь, когда нам известен коэффициент усиления в середине полосы пропускания, могут быть вычислены номиналы элементов R1, C1 и C2:

$$R1 = \frac{31{,}3}{97\text{мкСим}} = 322\text{кОм}, \quad C1 = \frac{1}{2\pi \times 322\text{кОм} \times 260\text{Гц}} = 1{,}9\text{нФ},$$

$$C2 = \frac{1}{2\pi \times 322\text{кОм} \times 17\text{кГц}} = 29\text{пФ}.$$

Ближайший стандартный номинал резистора с допуском 1% — 316 кОм, ближайшие стандартные номиналы конденсаторов с допуском 10% — это 1,8 нФ и 27 пФ соответственно. Именно эти номиналы элементов подставляются и используются при расчете передаточной функции цепи компенсации:

$$G_{EA}(s) = g_M A_{FB} \frac{s \times R1 \times C1 + 1}{s(s \times R1 \times C1 \times C2 + C1 + C2)}. \quad (36)$$

На рис. 8 показаны АЧХ и ФЧХ усилителя ошибки.

Заключительный шаг заключается в том, чтобы закрыть петлю обратной связи, что осуществляется путем умножения передаточных функций силового каскада и усилителя ошибки. Окончательный график усиления показывает увеличение полосы пропускания и суммарную ФЧХ с достаточным запасом по фазе.

Как показывают графики, приведенные на рис. 9, фактическая полоса пропускания составляет 20 кГц, а запас по фазе — 79°, что указывает на несколько замедленный, но очень стабильный контур управления. Причина, по которой полоса пропускания и запас по фазе не совпадают с ожидаемыми результатами, полученными на основе идеальной модели, связана с более низкой частотой компенсации полюса. Это характерно для преобразо-

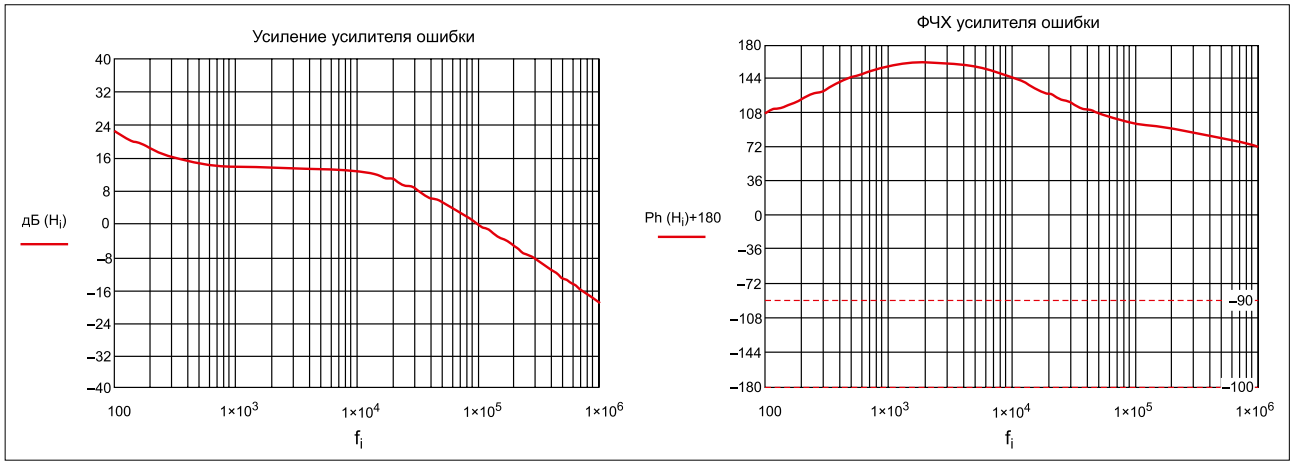


Рис. 8. **Графики усиления (АЧХ) и ФЧХ усилителя ошибки**

вателей, использующих выходные конденсаторы с высокими значениями ESR, такие как алюминиевые электролитические и танталовые. Если это критично и необходимо, то частота компенсации полюса может быть увеличена вплоть до 1/2 частоты переключения. На самом деле для преобразователей с чисто керамическими выходными конденсаторами частота нуля ESR, как правило, лежит в диапазоне мегагерц, и в таких случаях рекомендуемая частота компенсации полюса может быть принята равной 1/2 от частоты переключения. Увеличение коэффициента средней полосы и/или увеличение частоты компенсации полюса увеличат полосу пропускания контура управления, но также при этом уменьшат и запас по фазе. Для достижения идеального баланса для схемы компенсации может быть выполнено несколько итераций путем приращения полосы пропускания, но только с обязательным мониторингом запаса по фазе. Итерации выполняются до тех пор, пока запас по фазе не станет равным 45°, при этом будет достигнута максимальная рекомендуемая пропускная способность при достаточной устойчивости по фазе.

ВХОДНОЙ LC-ФИЛЬТР С ДЕМПФИРОВАНИЕМ

Понижающие, понижающе-повышающие и обратноходовые преобразователи — это три основные топологии, которые отбирают от источника питания прерывистый ток. Даже при использовании высококачественных входных конденсаторов, которые могут работать на высоких импульсных токах, в таком источнике питания неизбежно будет иметь место некоторое количество переменной составляющей входного тока, результатом чего является появление кондуктивных электромагнитных помех на входных линиях подключения. Чем длиннее выводы, проводники на печатной плате и провода подключения, которыми подключаются входные цепи DC/DC-преобразователей с высоким уровнем пульсаций входного тока, тем больше вероятность того, что эти кондуктивные помехи также приведут и к излучению электромагнитных помех. Это является следствием того, что проводники с таким током выступают в роли антенны. Хорошим решением для уменьшения кондуктивных электромагнитных помех является фильтрация пульсаций входного тока прежде, чем они смогут «загрязнять» линии подключения входа и вызвать излучение электромагнитных помех. Для этой цели можно использовать входной LC-фильтр, который размещают в непосредственной близости с входом DC/DC-преобразователя.

Не каждая лаборатория имеет доступ к специализированному оборудованию для измерения и испытаний кондуктивных электромагнитных помех, не говоря уже о специальных антеннах и безэховых камерах, которые необходимы для измерения электромагнитного излучения. Следующая процедура расчета основана на корреляции сигналов токов во временной области. Это позволяет прогнозировать и измерять обычным осциллографом кондуктивные дифференциальные помехи в частотной области.

ОЖИДАЕМАЯ АМПЛИТУДА НАПРЯЖЕНИЯ ПОМЕХ

Следующее уравнение можно использовать для оценки амплитуды первой гармоники помех для кондуктивного дифференциального шума, которая рассчитывается на основе формы входного тока:

$$A_{1ST} = 20 \times \log\left(\frac{\frac{I_{IN-AVG}}{\pi^2 C_{IN} f_{SW}} \sin(\pi \times D_{MAX})}{1\text{мкВ}}\right) \cdot \quad (37)$$

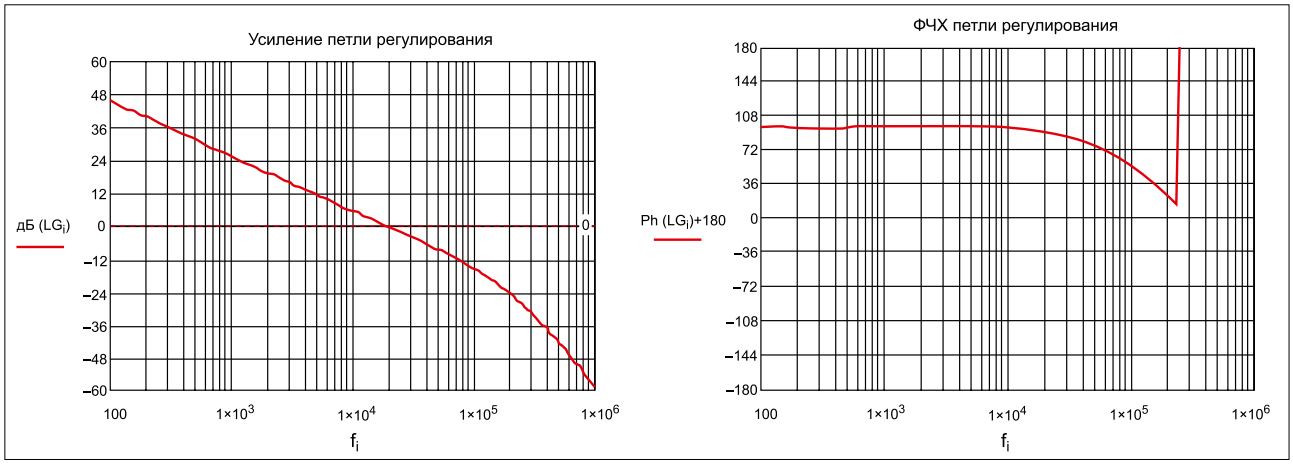


Рис. 9. **График усиления (АЧХ) и ФЧХ петли регулирования**

На рис. 10 показан входной ток для рассматриваемого примера в условиях максимальной нагрузки и минимального входного напряжения, т. е. в худшем сочетании с точки зрения генерации электромагнитных помех.

Условия измерения: V_{IN} = 10 В, I_{O1} = 500 мА, I_{O2} = 180 мА.

Среднее значение тока входного сигнала, или средняя высота пьедестала трапеции формы входного тока, может быть вычислено по формуле

$$I_{IN-AVG} = \frac{I_{IN}}{D_{MAX}}, \quad (38)$$

где:

$$I_{IN} = \frac{V_{OUT}(I_{O1}+I_{O2})}{V_{IN-MIN}\times\eta} = \frac{5\text{В}(0,5\text{А}+0,2\text{А})}{10\text{В}\times 0,9} = 0,39\text{А}. \quad (39)$$

Максимальный рабочий цикл был определен ранее как 0,52 по формуле (1), так что средний ток I_{IN-AVG} составит 0,39/0,52 = 0,75 А. Общая входная емкость C_{IN} была определена как 7 мкФ (***прим. перев.:*** здесь необходимо брать минимальную емкость с учетом допуска и температуры, то есть минимальную из возможных). Таким образом, ожидаемая первая гармоника помех будет равна:

$$A_{1ST} = 20\times\log\left(\frac{\frac{0,75\text{А}}{\pi^2\times 7\text{мкФ}\times 500\text{кГц}}\sin(\pi\times 0,52)}{1\text{мкВ}}\right) = 86,6\text{дБмкВ}.$$

Предельное значение для среднего уровня синфазных помех и шумов приведено во многих стандартах, связанных с проблемами электромагнитной совместимости. Например, стандартом IEC55022 установлено, что в диапазоне от 500 кГц их максимальный уровень не должен превышать 46 дБмкВ. Следовательно, нам требуется принять определенные меры для ослабления шума на величину, равную разнице между ожидаемой расчетной A_{1ST} и данным ограничением, установленным стандартом. Для рассматриваемого нами примера требуется обеспечить дополнительное подавление помех не менее чем на величину, равную A_{TT} = 86,6–46 = 41 дБмкВ.

ВЫБОР НОМИНАЛЬНЫХ ЗНАЧЕНИЙ L И C

При разработке входного фильтра прежде всего нам необходимо произвольно выбрать или катушку индуктивности, или конденсатор. В рассматриваемом примере мы сначала выберем катушку индуктивности. Номинальное значение индуктивности в пределах 1–10 мкГн обеспечивает нам хороший компромисс между размером, стоимостью и результирующей резонансной частотой входного LC-фильтра. Номинальный среднеквадратичный рабочий ток катушки индуктивности должен быть больше, чем входной ток I_{IN} преобразователя, а ее допустимый пиковый ток должен быть выше, чем сумма среднего тока и половина пульсации переменного тока:

$$I_{SAT-MIN} \geq I_{IN-PK} = I_{IN-AVG} + \frac{\Delta i_P}{2} = 0,75\text{А} + \frac{0,55\text{А}}{2} = 1,02\text{А}. \quad (40)$$

Катушка индуктивности от компании Würth Elektronik серии WE-TPC 2828 под номером 744 025 002 представляет собой экранированный дроссель индуктивностью 2,2 мкГн с небольшой занимаемой площадью (всего 2,8×2,8×2,8 мм) с DCR, равным 60 мОм, и рейтингами по току I_{RMS} = 1,8 А и I_{SAT} = 2,4 А, что очень хорошо подходит для рассматриваемого примера. С выбранной индуктивностью мы можем осуществить выбор конденсатора. Для выбора требуемой емкости имеются два уравнения. Первое основано на резонансной частоте фильтра, которая должна быть близкой к 1/10 частоты переключения или ниже этого значения:

$$C_{F-MIN1} = \frac{C_{IN}}{C_{IN}\times L_F\left(\frac{2\pi f_{SW}}{10}\right)^2 - 1} =$$

$$= \frac{7\text{мкФ}}{7\text{мкФ}\times 2,2\text{мкГн}\left(\frac{2\pi\times 500\text{кГц}}{10}\right)^2 - 1} = 13,5\text{мкФ}. \quad (41)$$

Необходимо учитывать, что вычисление по формуле (41), может дать отрицательный результат. Это будет означать, что при выбранной номинальной величине индуктивности нам не удастся достичь резонансной частоты фильтра в 10 раз меньшей, чем частота переключения. Если необходимо, то номинал индуктивности может быть увеличен, хотя это приведет к снижению КПД за счет более высокого уровня DCR и более высоких потерь в сердечнике, которые характерны для более высоких значений индуктивности. Кроме того, это может отразиться и на габаритных размерах решения. Однако установка резонансной частоты в 10 раз ниже частоты переключения является ориентиром, а не жестко установленным требованием.

Второе уравнение представляет собой жесткий предел минимального значения емкости, которая необходима для того, чтобы пульсации напряжения на входе преобразователя находились ниже предела, установленного значением A_{TT}:

$$C_{F-MIN2} = \frac{1}{L_F}\left(\frac{10^{\frac{A_{TT}}{40}}}{2\pi f_{SW}}\right)^2 = \frac{1}{2,2\text{мкГн}}\left(\frac{10^{\frac{41}{40}}}{2\pi\times 500\text{кГц}}\right)^2 = 5\text{мкФ}. \quad (42)$$

Разработчик должен выбрать конденсатор с номинальной емкостью, превышающей бóльшее из двух рассчитанных значений — C_{F-MIN1} и C_{F-MIN2}. Что касается типа конденсатора, то лучшим выбором в данном случае является многослойный керамический конденсатор. Однако при использовании таких конденсаторов необходимо в обязательном порядке учитывать уменьшение их емкости из-за воздействия постоянного напряжения. В зависимости от размера корпуса и рабочего напряжения, скорее всего, здесь потребуется два или более параллельно включенных конденсаторов номинальной емкостью в 10 мкФ. Это необходимо, чтобы обеспечить конечное значение емкости не менее чем 14 мкФ. Однако перед тем как

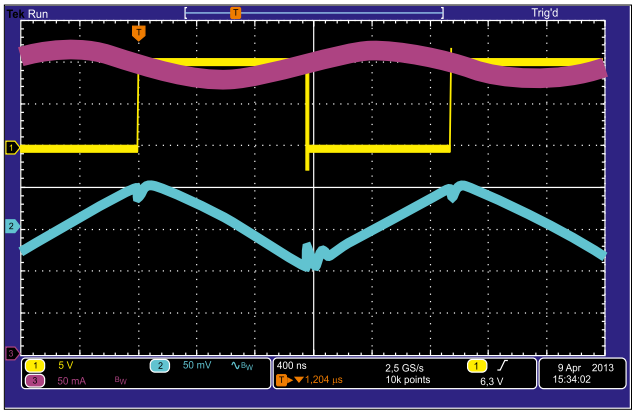


Рис. 10. **Напряжение на силовом ключе (желтый), ΔV_{IN} (составляющая напряжения переменного тока, голубой), входной ток I_{IN} (лиловый)**

выбрать конечное значение емкости C_F, необходимо учитывать такой момент, как оптимальное демпфирование входного фильтра.

ДЕМПФИРОВАНИЕ ФИЛЬТРА

Если питание импульсного преобразователя осуществляется через LC-фильтр, то существует потенциальная угроза возникновения паразитных колебаний (их часто называют «звон», а в англ. терминологии — ringing или power supply interaction), что связано с соотношением выходного импеданса фильтра и входного сопротивления преобразователя. Правильно спроектированные преобразователи обеспечивают высокую эффективность по всему диапазону входного напряжения. При этом одним из важных факторов, оказывающих влияние на КПД, является то, что при повышении входного напряжения входной ток уменьшается, и наоборот. В результате мы имеем эффективный отрицательный входной импеданс Z_{IN}. Если $|-Z_{IN}|$ меньше или равен Z_{OUT} нашего LC-фильтра, то входная цепь, скорее всего, начнет осциллировать, что является паразитным явлением.

Здесь необходимо учитывать, что, даже при отсутствии входного дросселя, на входе всегда присутствует некоторая паразитная индуктивность, и в случае, если по входу преобразователя использовать только MLCC входные конденсаторы с их очень низким уровнем ESR, вероятность возникновения паразитных колебаний очень высока и вполне реальна. В этом примере мы используем дискретный дроссель, индуктивность

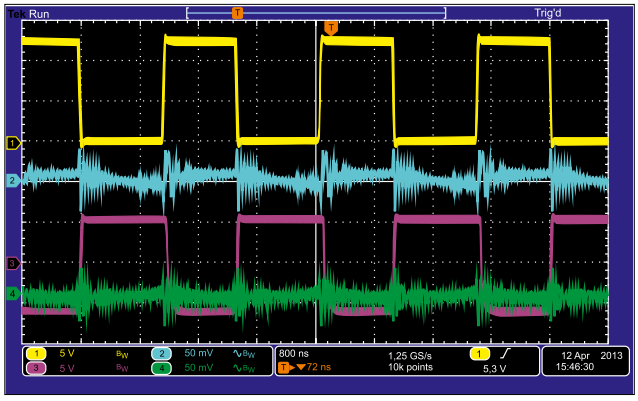


Рис. 12. **Осциллограммы в установившемся режиме. Условия измерения: I_{O1} = 500 мА, I_{O2} = 100 мА. Канал 1 — напряжение первичной обмотки; канал 2 — напряжение на первом выходе V_{OUT1} (составляющая напряжения переменного тока); канал 3 — напряжение вторичной обмотки; канал 4 — напряжение на втором выходе V_{OUT2} (составляющая напряжения переменного тока)**

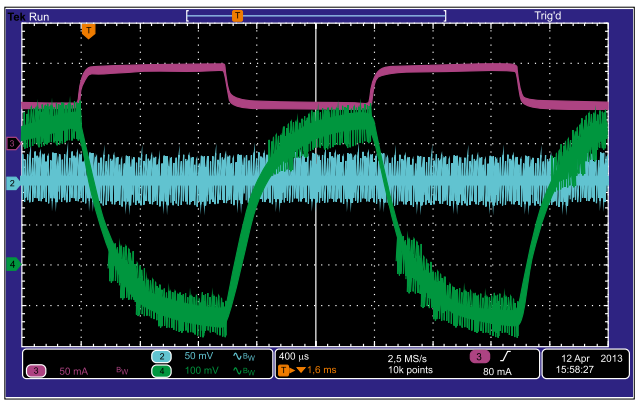


Рис. 14. **Реакция на сброс/наброс нагрузки по вторичному выходу. Условия измерения: I_{O1} = 500 мА, I_{O2} изменяется от 50 до 100 мА. Канал 2 — напряжение на первом выходе V_{OUT1} (составляющая напряжения переменного тока); канал 3 — напряжение ток первичной обмотки I_{O2}; канал 4 — напряжение на втором выходе V_{OUT2} (составляющая напряжения переменного тока)**

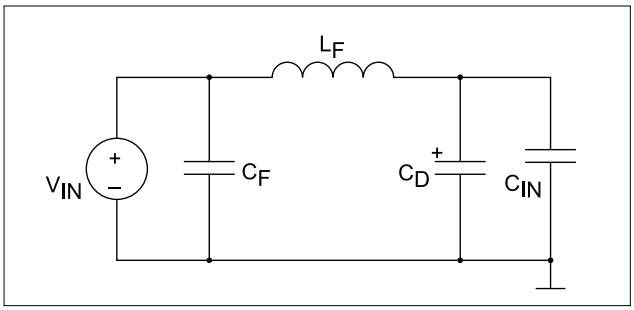


Рис. 11. **LC-фильтр с демпфирующим конденсатором**

и DCR которого нам известны. С помощью этих величин мы можем рассчитать значение емкости демпфирующего конденсатора CD, который можно установить параллельно с C_{IN}, как это показано на рис. 11.

Кроме того, что демпфирующий конденсатор C_D подавляет паразитную генерацию, он уменьшает пульсации напряжения на входе, снижает амплитуду гармоники A_{1ST} и увеличивает уровень подавления A_{TT}, а также, в свою очередь, уменьшает емкость C_F, необходимую для реализации фильтра. Следующие два уравнения определяют минимальную емкость и минимальное ESR, которые необходимы для того, чтобы конденсатор C_D обеспечил критическое демпфирование фильтра, образованного индуктивностью L_F и емкостью C_{IN}:

$$C_D \geq C_{IN} \times 4 = 7\text{мкФ} \times 4 = 28\text{мкФ}, \quad (43)$$

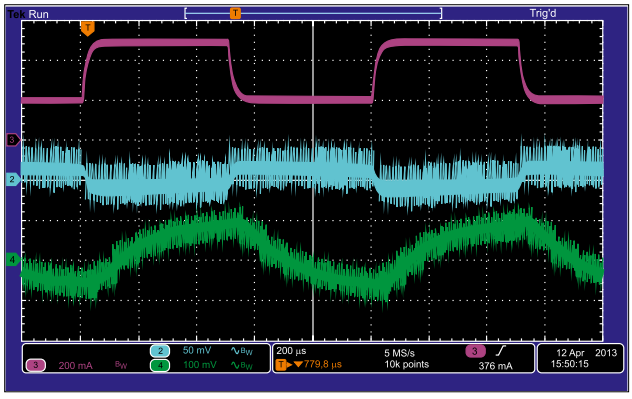


Рис. 13. **Реакция на сброс/наброс нагрузки по первичному выходу. Условия измерения: I_{O1} изменяется от 200 до 500 мА, I_{O2} = 100 мА. Канал 2 — напряжение на первом выходе V_{OUT1} (составляющая напряжения переменного тока); канал 3 — напряжение тока первичной обмотки I_{O1}; канал 4 — напряжение на втором выходе V_{OUT2} (составляющая напряжения переменного тока)**

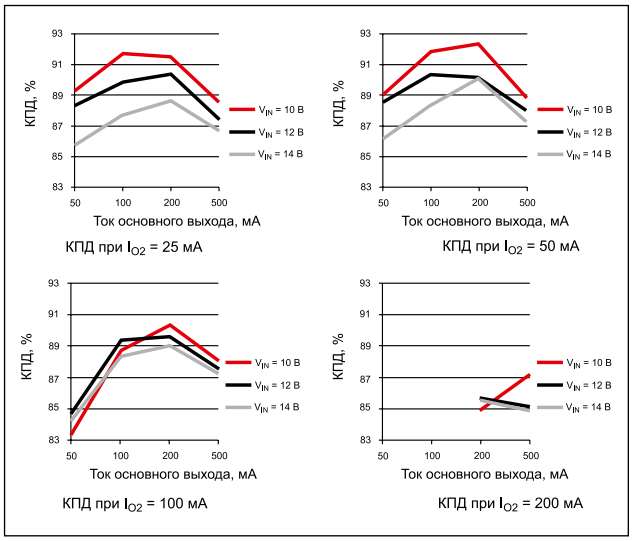


Рис. 15. **Зависимость КПД двухвыходного преобразователя от тока нагрузки по выходам**

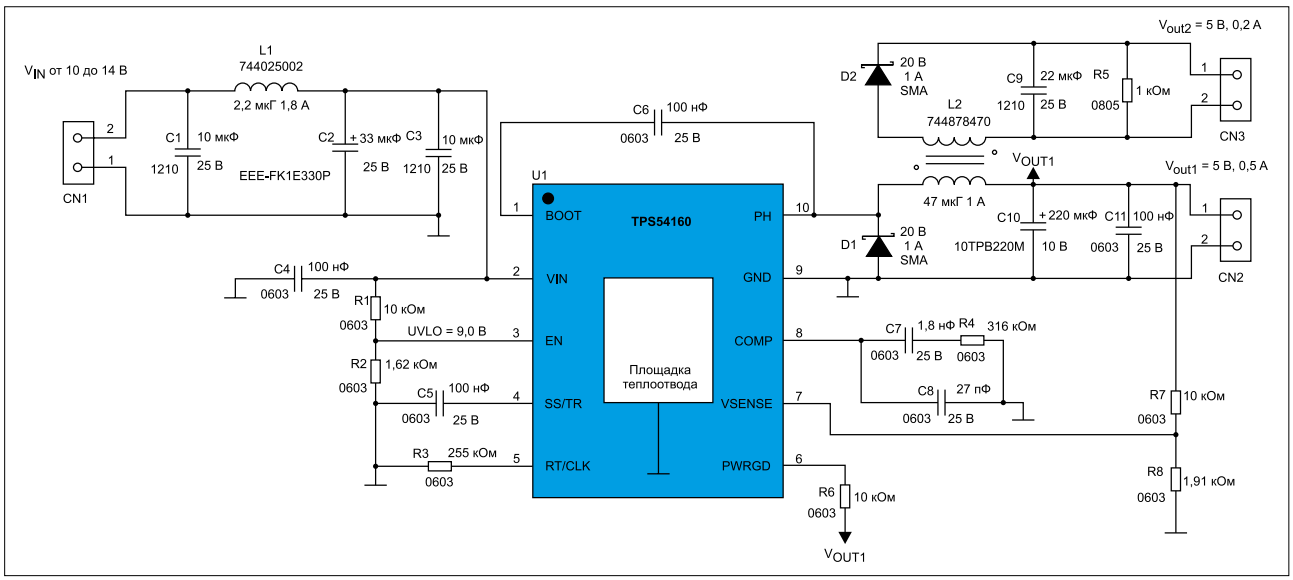


Рис. 16. **Схема электрическая принципиальная двухвыходного преобразователя, спроектированного на основании рассмотренной методики**

Таблица 2. **Перечень элементов**

Условное обозначение	Кол-во	Тип элемента	Описание	Корпус/ размер/ типоразмер	Обозначение у изготовителя	Параметр			Изготовитель
						1	2	3	
C10	1	Конденсатор	SMT танталовый электролитический корпус D	D-Case	10TPB220 M	220 мкФ	10 В	4 мОм	SANYO
C2	1	Конденсатор	SMT алюминиевый электролитический корпус D8	Radial D8	EEE-FK1E330P	33 мкФ	25 В	0,34 Ом	Panasonic
CN1, CN2, CN3	3	Клеммы	3,81мм (провод–плата)	7,62×7,4×8,5 мм	69121431 0002	300 В	10 А	3,81 мм	Würth Elektronik
R1, R6, R7	3	Резистор	Тонкопленочный	0603	CRCW060 31002FK	10 кОм	0,1 Вт	75 В	Bishay-Dale
R2	1	Резистор	Тонкопленочный	0603	CRCW060 31621FK	1,62 кОм	0,1 Вт	75 В	Vishay-Dale
R3	1	Резистор	Тонкопленочный	0603	CRCW060 32553FK	255 кОм	0,1 Вт	75 В	Vishay-Dale
R4	1	Резистор	Тонкопленочный	0603	CRCW060 33163FK	316 кОм	0,1 Вт	75 В	Vishay-Dale
R5	1	Резистор	Тонкопленочный	0805	CRCW080 51001FK	1 кОм	0,125 Вт	150 В	Vishay-Dale
R8	1	Резистор	Тонкопленочный	0603	CRCW060 31911FK	1,91 кОм	0,1 Вт	75 В	Vishay-Dale
C1, C3	2	Конденсатор	MLCC	1210	C3225X5R 1E106M	10 мкФ	25 В	X5R	TDK
C4, C5, C6, C11	4	Конденсатор	MLCC	0603	C1608X7R 1E104M	100 нФ	25 В	X7R	TDK
C7	1	Конденсатор	MLCC	0603	C1608CO G1H182J	1,8 нФ	25 В	X5R	TDK
C8	1	Конденсатор	MLCC	0603	C1608CO G1H270J	27 пФ	25 В	X5R	TDK
C9	1	Конденсатор	MLCC	1210	C3225X5R 1A226M	22 мкФ	10 В	X5R	TDK
D1, D2	2	Диод Шоттки	SMA (DO-214AC)	SMA	B120-13-F	20 В	1 А	0,5В	Diodes Inc
L1	1	Индуктивность	Экранированная, на шпульке	2,8×2,8×2,8 мм	744025002	2,2 мкГн	1,8 А	60 мОм	Würth Elektronik
L2	1	Индуктивность	Экранированная, двухобмоточная 1:1	7,3×7,3×4 мм	744878470	47 мкГн	1 А	0,6 Ом	Würth Elektronik
U1	1	Микросхема	Контроллер несинхронного импульсного DC/DC-преобразователя	eMSOP-10	TPS54160 DGQ				Texas Instruments

$$ESR \geq \frac{1}{2}\sqrt{\frac{L_F}{C_{IN}}} - DCR = \sqrt{\frac{2,2\text{мкФ}}{7\text{мкФ}}} - 0,06\text{Ом} = 0,22\text{Ом}. \quad (44)$$

Полученное отрицательное значение ESR будет означать, что собственное сопротивление катушки индуктивности фильтра по постоянному току уже является достаточным для обеспечения должного демпфирования паразитных колебаний. Типичный выбор типа конденсатора, который наиболее подходит для использования в качестве демпфирующего, — алюминиевый электролитический конденсатор. Такие конденсаторы для поверхностного монтажа емкостью 33 мкФ, рассчитанные на рабочее напряжение 16 или 25 В, по разумной цене предлагают самые различные производители. Более того, для демпфирования, как правило, полезен конденсатор с «плохим», то есть высоким значением ESR, что в данном случае будет не вредно, а полезно. Нами выбран алюминиевый электролитический конденсатор для поверхностного монтажа емкостью 33 мкФ производства компании Panasonic. Он имеет рабочее напряжение 25 В и ESR, равное 0,34 Ом, доступен в компактном цилиндрическом 6,3-мм корпусе или в корпусе D8 с радиально расположенными выводами.

ПЕРЕРАСЧЕТ ЕМКОСТИ C_F

Поскольку общая емкость C_{IN} теперь равна 7 мкФ+33 мкФ, то для уточнения окончательных параметров фильтра нам потребуется еще одна итерация. Для упрощения задачи можно просто констатировать, что окончательное необходимое нам значение C_F составит 5,2 мкФ. При этом нам потребуется еще один MLCC-конденсатор с рабочим напряжением 25 В и номи-

нальной емкостью 10 мкФ, т.е. будет использоваться конденсатор, идентичный C_{IN}. Это связано с необходимостью учитывать воздействие приложенного напряжения постоянного тока, в результате чего емкость этого конденсатора будет на уровне 7 мкФ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Использование магнитосвязанных индуктивностей может обеспечить простое решение в виде дополнительного второго выходного напряжения без использования еще одного импульсного DC/DC-преобразователя, но отклонение этого вторичного выходного напряжения и порог перехода преобразователя в режим DCM трудно предсказать с использованием чисто математических выражений. Для получения результатов, имеющих практическую ценность, конструкция понижающего DC/DC-преобразователя с использованием 1:1 магнитосвязанных катушек индуктивности должна быть тщательно проверена в лаборатории. Это касается ее работы во всем диапазоне входных напряжений, нагрузок и температур. В большинстве случаев отклонение напряжения вторичного выхода является слишком большим, как и его зависимость от изменения входного напряжения и тока нагрузки, что может ограничить его непосредственное применение. Решить проблемы может использование дополнительного линейного стабилизатора, который обеспечит второе напряжение с высокой точностью и стабильностью.

На рис. 12, 13, 14, 15 и 16 представлены осциллограммы, иллюстрирующие работу двухвыходного преобразователя, графики зависимости его КПД от тока нагрузки по его выходам и практическая электрическая принципиальная схема такого устройства, спроектированного по рассмотренной в данной статье методике.

ВЛИЯНИЕ ВЫБОРА КОМПОНЕНТОВ, СХЕМОТЕХНИЧЕСКОГО И КОНСТРУКТИВНОГО РЕШЕНИЙ НА ЭМС СОВРЕМЕННЫХ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

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 распрстраненными 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-пре-образователя 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

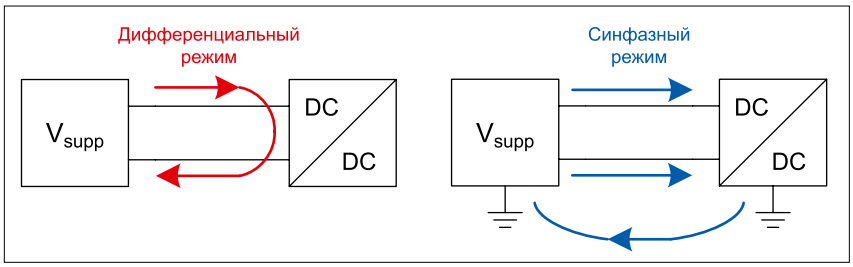


Рис. 1. **Базовые различия между синфазным и дифференциальным сигналом ЭМП**

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 (последний в технической литературе иногда называют р-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 и в том, что она может легко переходить в дифференциальную.

Когда же дело доходит до разработки печатной платы с выполнением требований по ЭМС, разработчику также необходимо 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 61000–4-3[1], 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

[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 индустриальных радиопомех и помехоустойчивости и методы измерений. Часть 2.1. Методы измерений параметров индустриальных радиопомех и помехоустойчивости. Измерение кондуктивных радиопомех», идентичный CISPR 16-2-1 в редакции 2005 года.

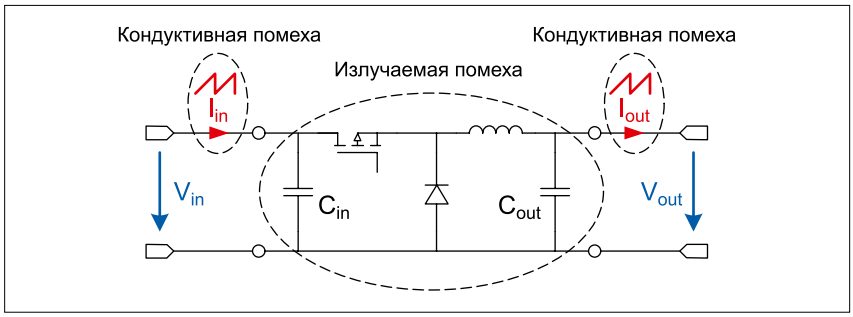


Рис. 2. **Потенциальные источники излучаемых и кондуктивных помех**

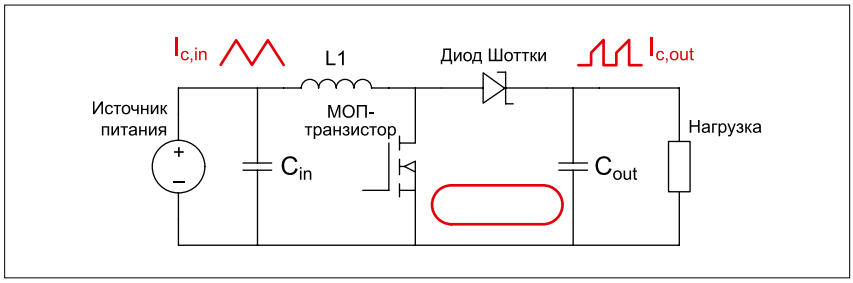


Рис. 3. **Критическая с точки зрения генерации ЭМП токовая петля в повышающем преобразователе**

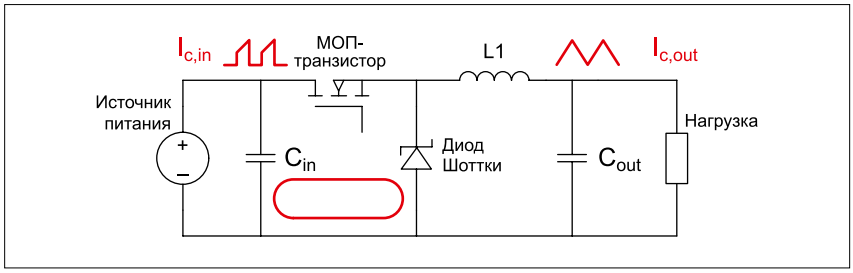


Рис. 4. **Критическая с точки зрения генерации ЭМП токовая петля в понижающем преобразователе**

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 16–2-1[2], 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 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, соответственно, 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 свой 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 уста-

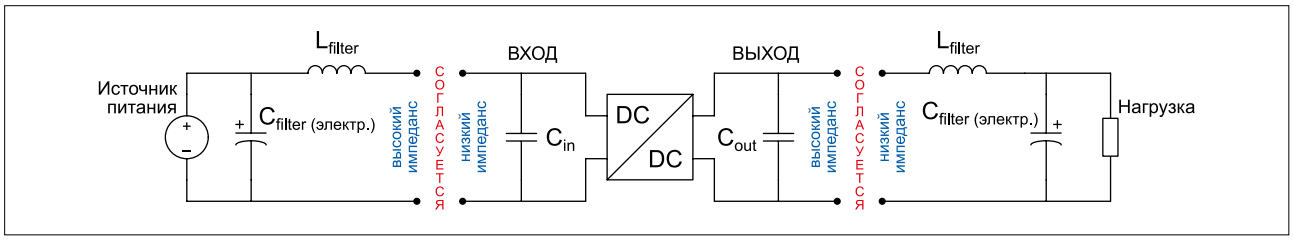


Рис. 5. **Иллюстрация согласования по входу и выходу импульсных преобразователей с точки зрения оптимальной фильтрации ЭМП**

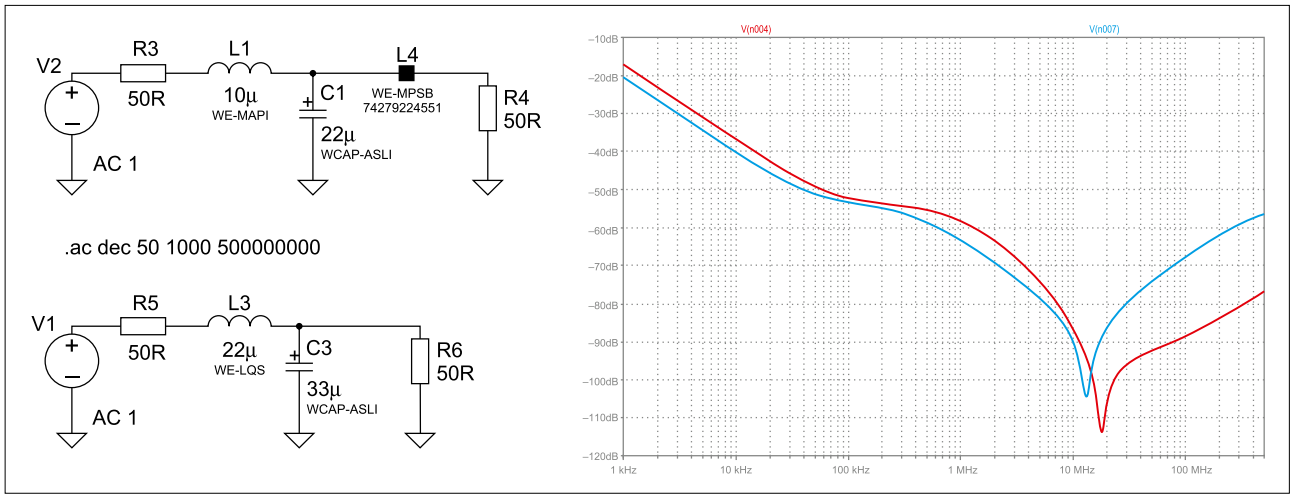


Рис. 6. **Сравнительные результаты моделирования. Красным цветом выделена АЧХ Т-фильтра (10 мкФ + 22 мкГн + MPSB 74279224551, верхняя схема); синим — АЧХ простого LC-фильтра (22 мкГн + 33 мкФ, нижняя схема)**

новить 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 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 компромисс 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 размещать 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,

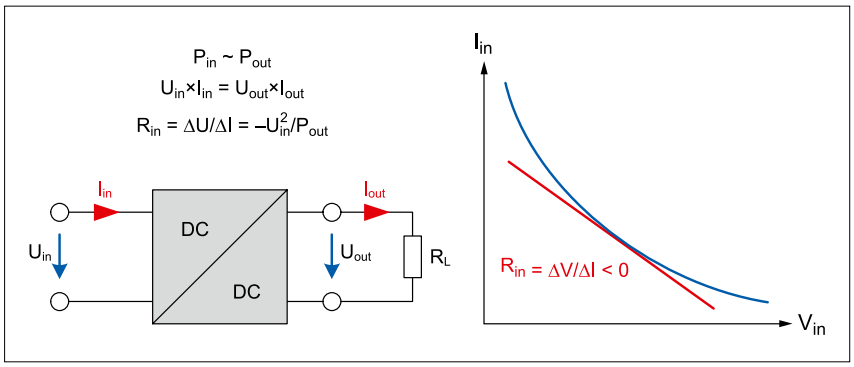


Рис. 7. **Поскольку выходное напряжение остается постоянным даже в случае падения входного напряжения, то логично, что для сохранения выходной мощности входной ток преобразователя должен повышаться**

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 следующих 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 вступают 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

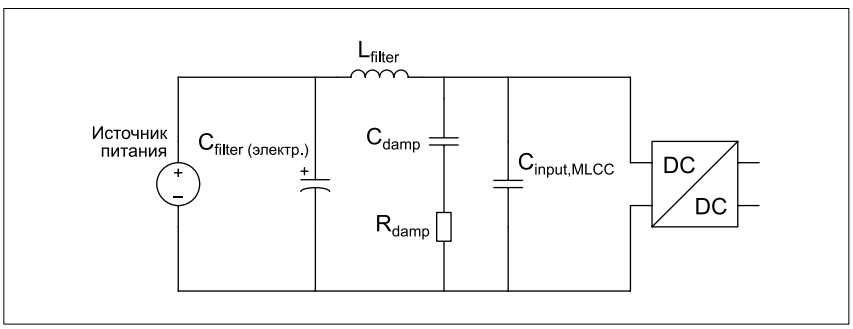


Рис. 8. **Вариант подавления переходных процессов — SMD-резистор Rdamp, включенный последовательно с конденсатором Cdamp**

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:

$$L_{filter}/(C_{filter} \times R_{damp}) << R_{in},$$

$$|Z_{out,\ filter}| << |Z_{in,\ smps}|.$$

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 электролитический 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 ζ = 0,707 определяется как:

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

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

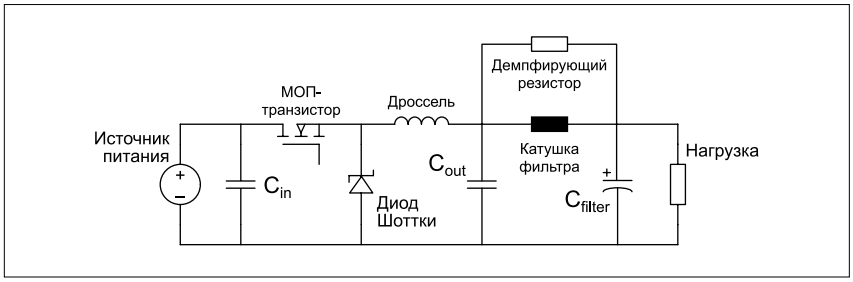


Рис. 9. **Демпфирование выходного фильтра путем подключения демпфирующего резистора параллельно катушке индуктивности фильтра**

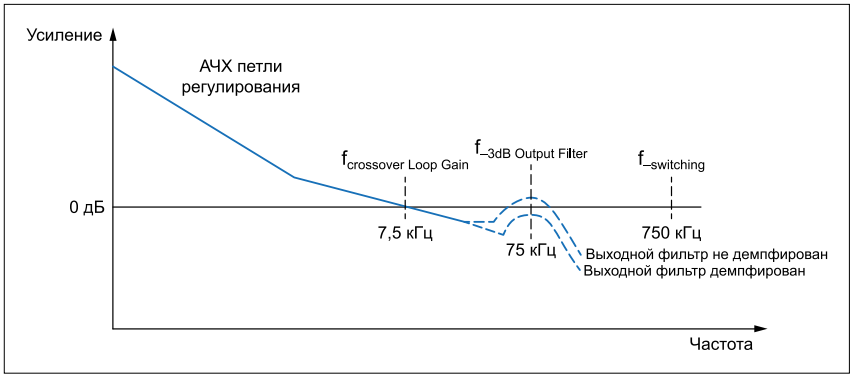


Рис. 10. **Поведение АЧХ петли регулирования импульсного преобразователя с выходным фильтром, входящим в петлю обратной связи регулирования выходного напряжения**

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 проконтролировать 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 сопротивление 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 — CCM, 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 выборе 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 $f_{RHPZ} = (R_{load}/2\pi L)\ (U_{in}/U_{out})2$; 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.

БАЗОВЫЙ ВАРИАНТ ПОВЫШАЮЩЕГО DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Электрическая принципиальная схема базового варианта прототипа повышающего DC/DC-преобразователя приведена на рис. 11, а его конструктивное исполнение представлено на рис. 12.

Для начала проведем краткий предварительный анализ принципиальной схемы базового прототипа повышающего DC/DC-пре-образователя, от которого мы будем отталкиваться в дальнейшем:

- Входной и выходной конденсаторы (C1 и C2) — это стандартные электролитические с номинальной емкостью 470 мкФ и относительно высоким ESR 390 мОм.
- Дополнительные фильтры по входу и выходу преобразователя отсутствуют.
- В цепи затвора силового МОП-транзистора (M1) отсутствует последовательный резистор.
- В схеме используется обычный неэкранированный дроссель.
- На схеме нет разделения «земель» на аналоговую AGND (слаботочную) и силовую PGND (сильноточную).

Что касается конструктивного исполнения данного прототипа, предварительный анализ его конфигурации на печатной плате дает нам следующее:

- «Земли» входных и выходных конденсаторов (C1 и C2), микросхемы контроллера и токоизмерительного шунта R1 слишком сильно разнесены друг от друга и образуют критическую петлю, в которой циркулирует ток большого уровня.
- Блокировочные конденсаторы C5 и C6 установлены далеко от микросхемы контроллера.
- Все силовые подключения на плате выполнены чересчур длинными и слишком тонкими дорожками.
- Все подключения (кроме C_{OUT} = C2) и разводка разъема выполнены не оптимально.
- На плате, как и в схеме, нет разделения «земель» на аналоговую AGND (слаботочную, цепей управления) и силовую PGND.
- Число переходных отверстий недостаточно, особенно в отношении соединений силовой «земли» PGND.
- Имеется нежелательное ответвление от C1 к входному проводнику.

УЛУЧШЕННЫЙ ВАРИАНТ ПОВЫШАЮЩЕГО DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

В свете выявленных очевидных недостатков базового прототипа, а также для сравнения эффективности предлагаемого подхода к проектированию был разработан второй улучшенный вариант прототипа. После чего была проведена сравнительная проверка вариантов решений по выполнению требований ЭМС.

Электрическая принципиальная схема базового варианта прототипа повышающего DC/DC-преобразователя приведена на рис. 13, а его конструктивное исполнение представлено на рис. 14.

Проведем краткий анализ улучшений, сделанных в принципиальной схеме, и сравним усовершенствованный вариант с базовым прототипом повышающего DC/DC-преобразователя, от которого мы отталкиваемся. Итак:

- Входные и выходные конденсаторы (C2, C3 и C1, C4 соответственно) в улучшенном варианте представляют собой комбинацию из многослойных керамических конденсаторов (MLCC) с низким значением ESR WCAP-CSGP и полимерных электролитических конденсаторов WCAP-PSLC, оба от компании Würth Elektronik (здесь и далее данные по всем элементам компании доступны через систему поиска на ее сайте [4]), номиналом всего 180 мкФ и также с низким ESR.
- По входу и выходу повышающего преобразователя установлены LC-фильтры, выполненные на базе многослойных ферритовых элементов WE-LQS и конденсаторов WCAP-ASLL также компании Würth Elektronik.
- В цепи затвора силового МОП-транзистора (M1) установлен последовательный резистор R2, снижающий скорость переключения,

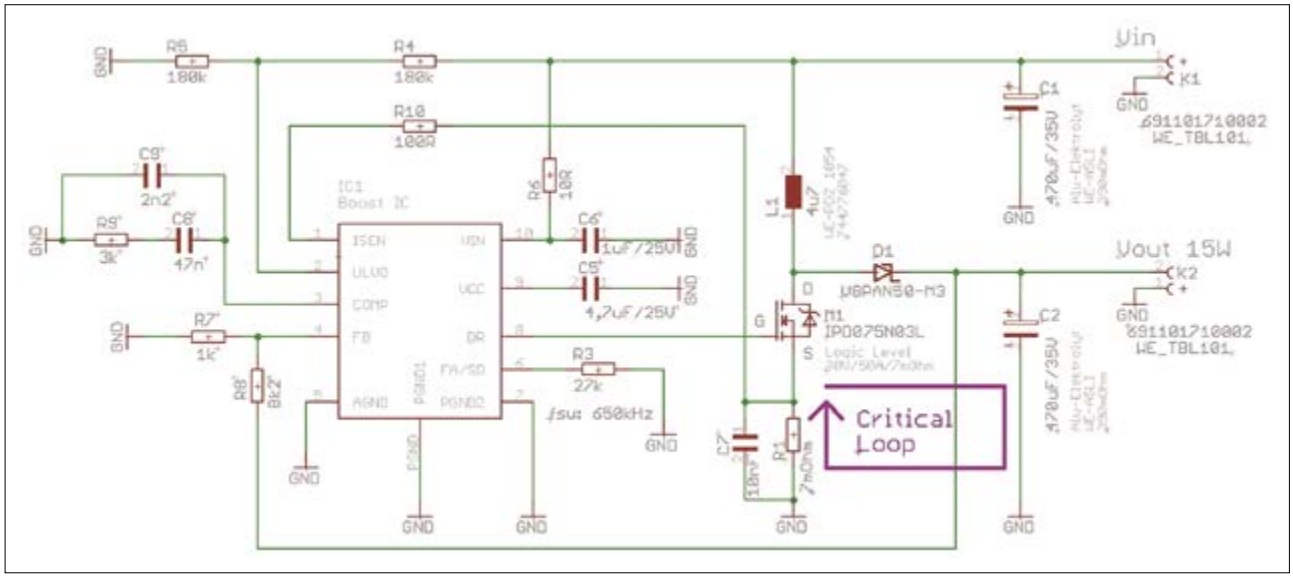


Рис. 11. **Повышающий DC/DC-преобразователь, базовый вариант, схема электрическая принципиальная (Critical Loop — критическая с точки зрения ЭМП петля тока)**

а значит, и скорость нарастания фронтов импульсов на его стоке.

– В качестве силового накапливающего энергию дросселя (L1) применен экранированный силовой дроссель последнего поколения WE-LHMI от компании Würth Elektronik.
– Аналоговое AGND (слаботочное заземление) и силовая PGND (сильноточная) цепи заземления разделены уже в рамках самой схемы.

Дополнительно, поскольку наш повышающий DC/DC-преобразователь выполнен в виде открытой конструкции без внешнего экранирования, в нем использованы катушки с компенсацией тока — синфазные дроссели WE-CMBNC от Würth Elektronik. Их применение связано с тем, что в данном преобразователе в виде конечного продукта могут иметь место синфазные помехи, воздействующие через паразитные емкости. Критерием выбора синфазного дросселя здесь являются максимальный рабочий ток и высокий импеданс для синфазного режима, который должен быть выбран в соответствии с рабочей частотой преобразователя и быть эффективным в как можно более широкой полосе частот.

Что касается внесения изменений в печатную плату улучшенного варианта преобразователя, то можно выделить следующее:

– «Земли» входных и выходных конденсаторов, микросхемы контроллера и токоизмерительного шунта R1 расположены близко друг от друга и имеют подключение с малой паразитной индуктивностью на верхней части платы, через медную общую поверхность. Таким образом критическая петля, в которой циркулирует ток большого уровня, сводится к минимуму.
– Блокирующие конденсаторы C5 и C6 расположены близко к микросхеме контроллера и подключены к общему проводу с помощью соединения с минимальной собственной индуктивностью.
– Все силовые соединения осуществляются через соединительные дорожки или «залитые» поверхности, выполненные максимально короткими и широкими.
– Подключение выходных конденсаторов (в данном варианте C_{OUT} = C2+C4) и выходных цепей оптимизировано за счет более эффективного использования нижнего слоя печатной платы.
– «Земли» AGND (аналоговая слаботочная) и PGND (силовая) пространственно разделены и подключены в наиболее оптимальном положении с точки зрения падения напряжений и формирования больших токовых петель.
– Если смотреть в целом, то для подключения силовой «земли» PGND имеется достаточно много переходных отверстий. Как известно, каждое дополнительное переходное отверстие уменьшает общую паразитную индуктивность подключения.
– Входные и выходные соединения маршрутизируются только через компоненты фильтра, таким образом, гальваническая связь между ними отсутствует.

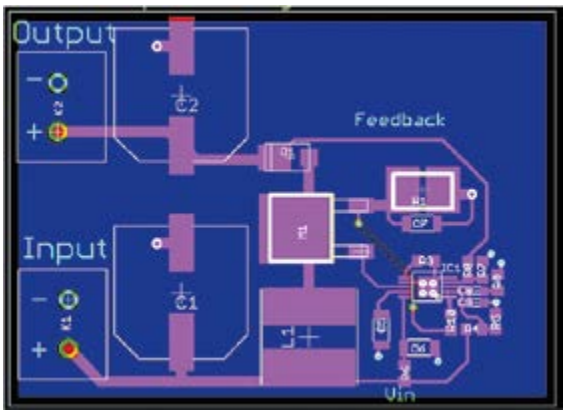


Рис. 12. **Компоновка базового варианта повышающего DC/DC-преобразователя на печатной плате: Output — выход; Input — вход; Feedback — обратная связь. Компоновка базового варианта повышающего DC/DC-преобразователя на печатной плате: Output — выход; Input — вход; Feedback — обратная связь**

ИЗМЕРЕНИЯ ПРОТОТИПОВ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ ВЫПОЛНЕНИЯ ТРЕБОВАНИЙ ПО ЭМС

Все измерения ЭМП и ЭМС, кроме оговоренных особо, выполнялись в соответствии с требованиями действующих на данный момент стандартов по ЭМС продуктов коммерческого назначения. Поскольку описание стандартов и методик испытаний не входит в тематику статьи, то для получения всей необходимой дополнительной информации по данному вопросу рекомендуется обратиться к [3]. Общий вид одной из испытательных установок, использованной в рамках публикации [10], представлен на рис. 15.

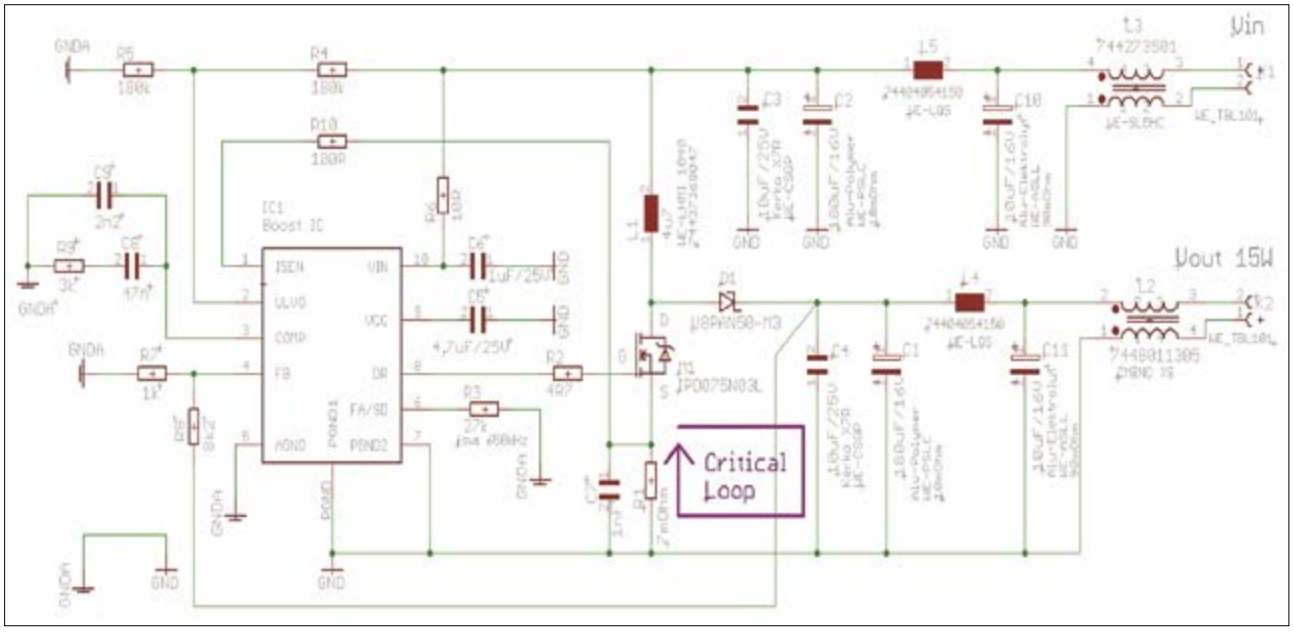


Рис. 13. **Повышающий DC/DC-преобразователь, улучшенный вариант, схема электрическая принципиальная (Critical Loop — критическая с точки зрения ЭМП петля тока)**

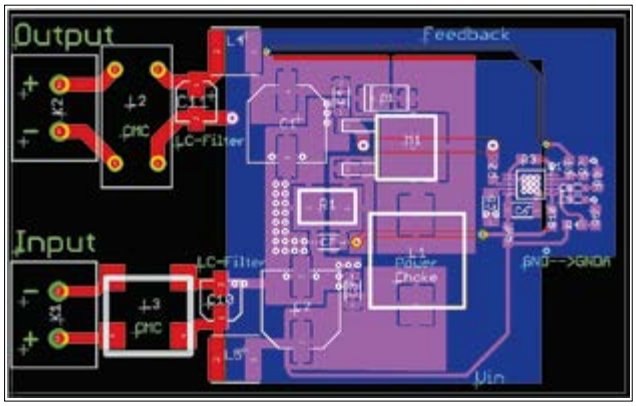


Рис. 14. **Компоновка улучшенного варианта повышающего DC/DC-преобразователя на печатной плате: Output — выход; Input — вход; Feedback — обратная связь**

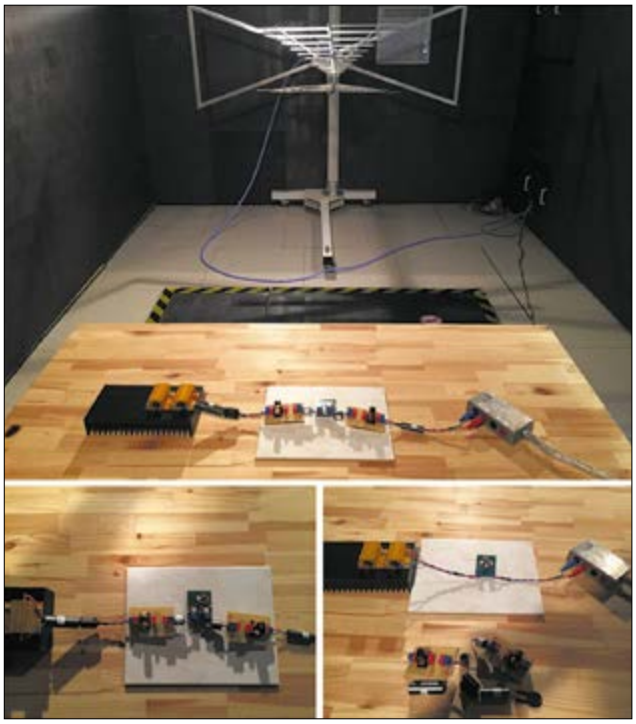


Рис. 15. **Измерительная установка, использованная для измерения напряженности поля ЭМП повышающего DC/DC-преобразователя**

РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ НАПРЯЖЕНИЙ ЭМП БАЗОВОГО ВАРИАНТА DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Прежде всего для того, чтобы получить точки для сравнения, первоначально в рамках работы над [10] было проведено измерение напряжения помех по выходу (рис. 16) и входу (рис. 17) базового варианта DC/DC-преобразователя, скажем так, в своем первозданном виде, без использования дополнительного фильтра. Кроме того, для более полного понимания происходящих в данном случае процессов были дополнительно сняты осциллограммы переменной составляющей напряжений на выходе и входе (рис. 18) преобразователя в этом исполнении.

Как и предполагалось, выходное напряжение повышающего DC/DC-преобразователя в части наличия в нем помех находится выше критического уровня. Без дополнительной фильтрации эти уровни также слишком высоки и на входе (точки FAIL на спектрограммах, приведенных на рис. 16 и 17). Для того чтобы увидеть тенденцию, которая поможет при оценке напряженности поля электромагнитных помех (они проводились в диапазоне 30–400 МГц) и принятии соответствующих решений, описанные измерения велись в полосе частот 100 МГц, хотя формально с точки зрения базового стандарта достаточно было проводить их в полосе до 30 МГц.

После получения результатов по напряжению помех базового варианта повышающего DC/DC-преобразователя без фильтра измерения были проведены уже с использованием дополнительной фильтрации. Для этого использовался дополнительный простейший LC-фильтр, выполненный из катушки индуктивности 15 мкГн и конденсатора номинальной емкостью 10 мкФ и установленный по входу и выходу преобразователя. Результаты измерений в таком варианте приведены на рис. 19–21.

Как видно из данных измерений, при использовании повышающего преобразователя с соответствующим LC-фильтром по входу и выходу уровень напряжения помех до частоты 30 МГц может быть в норме (мы видим PASS на спектрограмме). Однако тенденция, которая наблюдается выше частоты 30 МГц, показывает, что при оценке напряженности поля ЭМП можно столкнуться с серьезными проблемами.

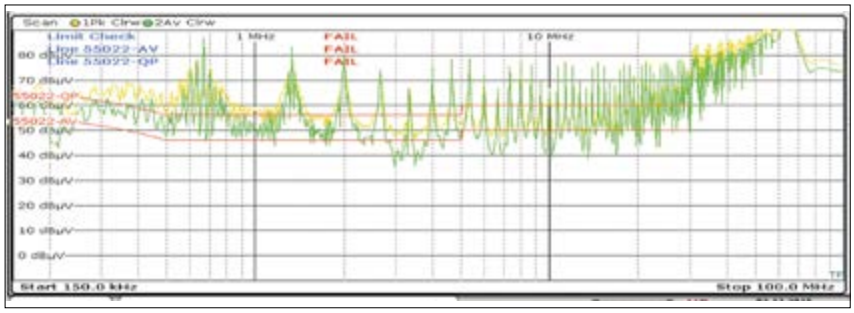


Рис. 16. **Результат измерения напряжения помех на выходе базового преобразователя без фильтра**

Примечание. Здесь и далее желтым показаны пиковые уровни, зеленым — среднеквадратические

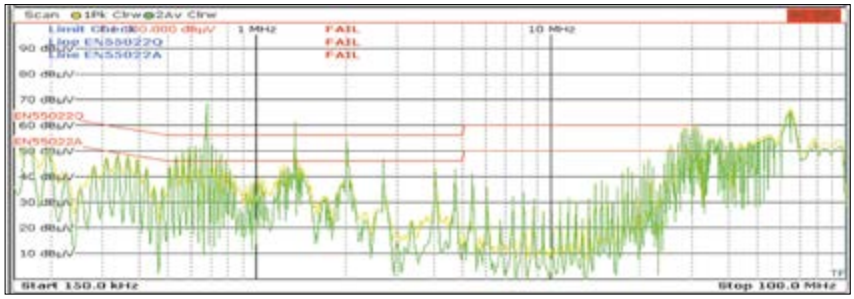


Рис. 17. **Результат измерения напряжения помех на входе базового преобразователя без фильтра**

РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ НАПРЯЖЕННОСТИ ПОЛЯ ЭМП БАЗОВОГО ВАРИАНТА DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Для того чтобы обеспечить измерение только излучения непосредственно самой схемы на печатной плате (рис. 22), первоначально к ней через развязывающие кабели длиной 20 см были подключены дополнительные развязывающие фильтры. После этого измерения проводились без фильтров (рис. 23). Как и требует базовый стандарт, измерения по напряженности поля были выполнены антеннами с горизонтальной (синий график) и вертикальной (красный график) поляризацией, с измерением усредненных значений, квазипиковых и пиковых уровней. Ограничение на рис. 22 и 23 указано согласно требованиям стандарта EN55011 Класс B.

При измерении напряжения помех уровни, указанные в стандарте EN55011 Класс B, были превышены. При этом в случае, когда задействовано несколько дополнительных сантиметров кабеля, уровни превосходят установленный лимит в очень широкой полосе и более чем на 10–15 дБмкВ/м.

Краткий вывод по результатам проведенных измерений базового варианта повышающего DC/DC-преобразователя: испытания наглядно проиллюстрировали негативное влияние его схемного решения и неоптимизированной компоновки, приведших к образованию больших нагруженных токовых петель и недопустимой паразитной индуктивности, как на уровень напряжения, так и на напряженность поля ЭМП. В итоге данное исполнение преобразователя не отвечает требованиям по ЭМС.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ НАПРЯЖЕНИЙ ЭМП УЛУЧШЕННОГО ВАРИАНТА ПОВЫШАЮЩЕГО DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Здесь для улучшенного варианта DC/DC-преобразователя, как и для базового, с целью получения точек для срав-

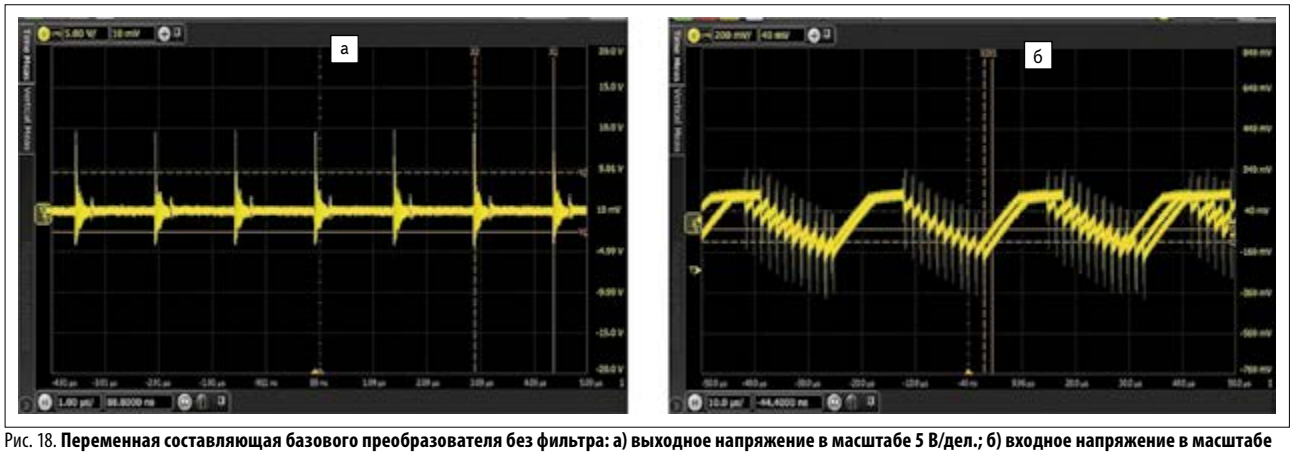


Рис. 18. **Переменная составляющая базового преобразователя без фильтра: а) выходное напряжение в масштабе 5 В/дел.; б) входное напряжение в масштабе 200 мВ/дел.**

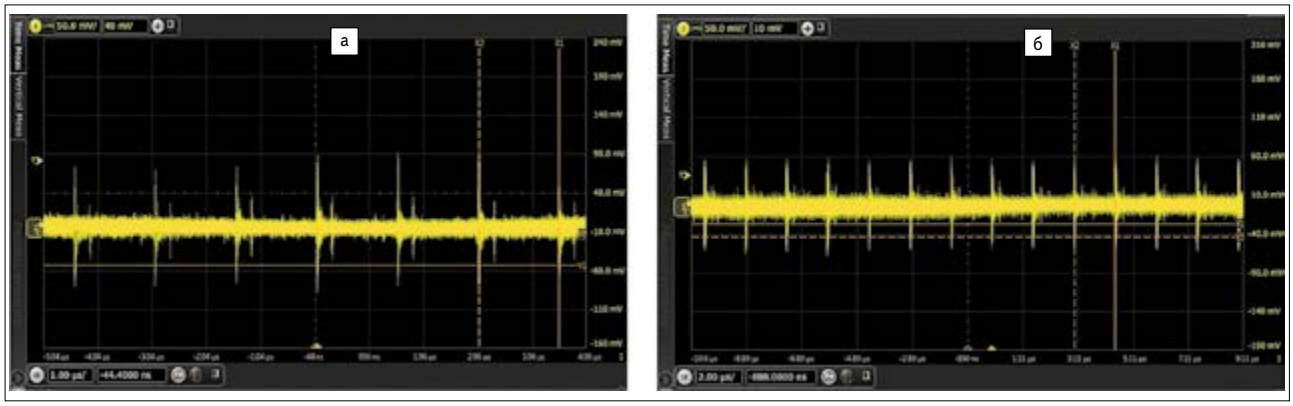


Рис. 19. **Переменная составляющая базового преобразователя с LC-фильтром: а) выходное напряжение в масштабе 50 мВ/дел.; б) входное напряжение в масштабе 50 мВ/дел.**

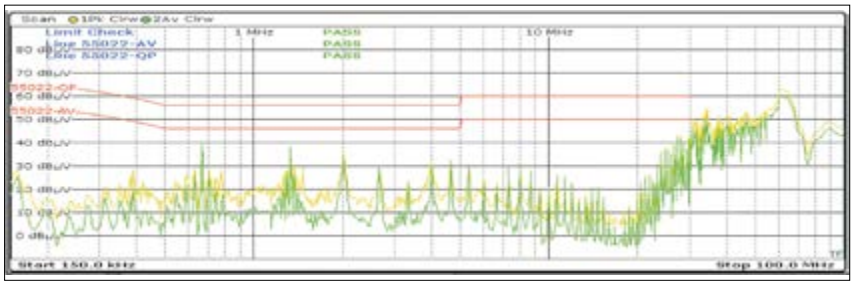


Рис. 20. **Результат измерения напряжения помех на выходе базового преобразователя с LC-фильтром**

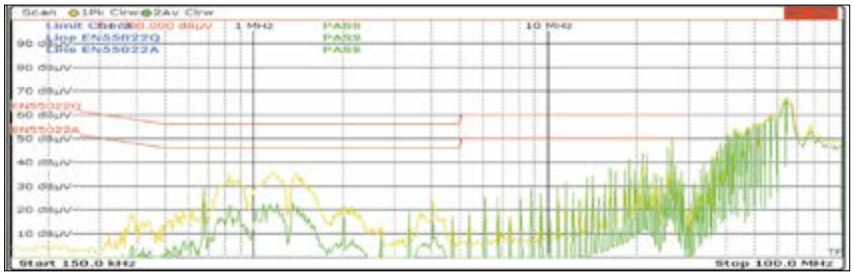


Рис. 21. **Результат измерения напряжения помех на входе базового преобразователя с LC-фильтром**

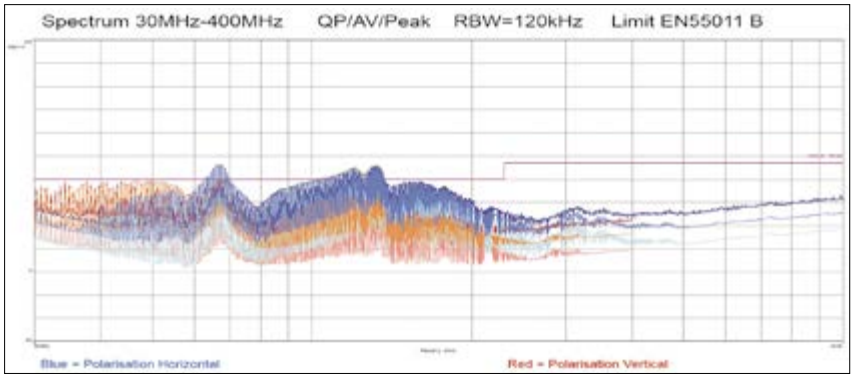


Рис. 22. **Результат измерения базового преобразователя с развязывающими фильтрами**

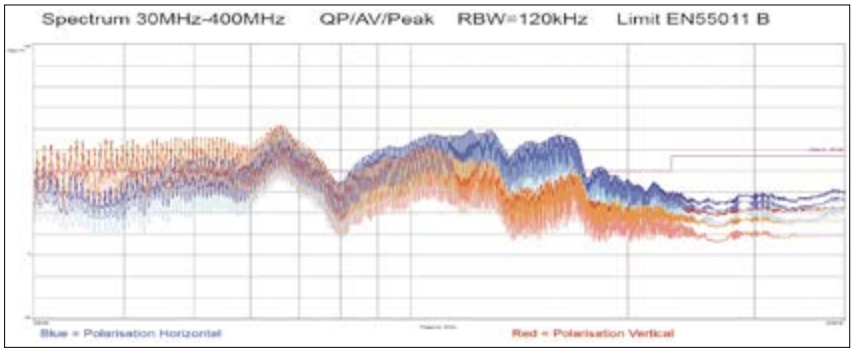


Рис. 23. **Результат измерения базового преобразователя без развязывающих фильтров**

нения первоначально в рамках работы над [2] было проведено измерение напряжения помех по выходу (рис. 24) и входу (рис. 25) без использования фильтров. Кроме того, для более полного понимания происходящих в этом случае процессов дополнительно были сняты осциллограммы переменной составляющей напряжений на выходе и входе (рис. 26) преобразователя в упрощенном исполнении.

Как уже говорилось, для первоначальной оценки напряжения помех из схемы улучшенного варианта повышающего DC/DC-преобразователя были сознательно временно удалены фильтры и оставлены только входные и выходные конденсаторы. Даже в таком исполнении результаты, полученные при измерении напряжения помех, оказались значительно лучше, чем измеренные ранее для базового варианта преобразователя. Амплитуда пульсаций и помех на осциллограммах, также получилась намного ниже. Тем не менее без фильтров даже оптимизированное нами решение не соответствует нормам, установленным для аппаратуры по требованиям для Класса B (мы видим FAIL на спектрограмме). Хотя и без дополнительной фильтрации, доработанный большей частью конструктивно, этот вариант преобразователя соответствует требованиям по Классу A (мы видим PASS на спектрограмме).

Далее измерения напряжения помех улучшенного варианта повышающего DC/DC-преобразователя были проведены в его полной конфигурации, то есть со штатными установленными по входу и выходу преобразователя LC-фильтрами, выполненными из катушки индуктивности 15 мкГн, конденсатора номинальной емкостью 10 мкФ и синфазного дросселя с индуктивностью обмоток 5 мГн. Результаты измерений повышающего DC/DC-преобразователя в полном варианте приведены на рис. 27–29.

Приведенные на рис. 28 и 29 спектрограммы показывают, что улучшенный вариант повышающего DC/DC-преобразователя, если он дополнен соответствующими входными и выходными фильтрами, по уровню напряжения помех без проблем и с достаточным технологическим запасом соответствует жестким требованиям по ЭМС Класса B. Благодаря хорошей компоновке мы при оценке напряженности поля ЭМП также не ожидаем серьезных проблем и на частотах свыше 30 МГц. Кроме того, форма напряжения по входу и выходу улучшенного варианта преобразователя ясно показывает, что сочетание правильной разводки печатной платы и применение соответствующих компонентов — именно тот ключик, который открывает нам дверь к хорошему конечному решению при проектировании системы питания в целом.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ НАПРЯЖЕННОСТИ ПОЛЯ ЭМП УЛУЧШЕННОГО ВАРИАНТА ПОВЫШАЮЩЕГО DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Как и предполагалось при измерении напряжения помех, улучшенный вариант повышающего DC/DC-преобразователя должен вполне вписаться в рамки требований, установленных по стандарту EN 55011 Класс B. Это видно даже в случае, когда мы использовали дополнительные кабели длиной порядка 20 см, что достигнуто благодаря лучшей компоновке и правильно выбранным компонентам, данное решение преобразователя соответствует требованиям стандарта по ЭМС. Результаты измерений напряженности поля ЭМП улучшенного варианта повышающего DC/DC-преобразователя приведены на рис. 30 (с фильтрами) и рис. 31 (без фильтров, для сравнения). На графиках в двух поляризациях (синим — горизонтальная, красным — вертикальная) представлены пиковые, квазипиковые и усредненные значения напряженности с ограничением по Классу B.

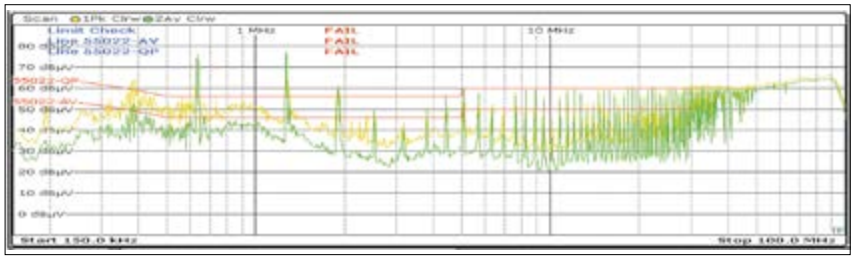


Рис. 24. **Результат измерения напряжения помех на выходе улучшенного варианта преобразователя без фильтров**

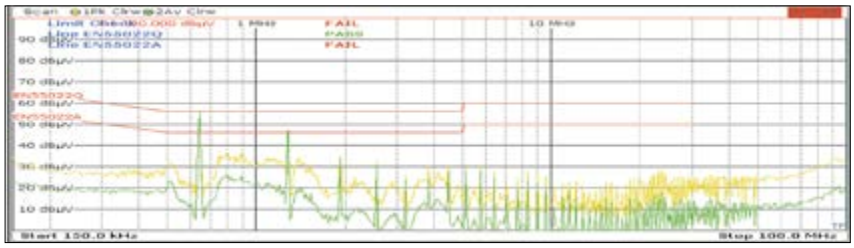


Рис. 25. **Результат измерения напряжения помех на входе улучшенного варианта преобразователя без фильтров**

СРАВНЕНИЕ ВНУТРЕННИХ ПРОЦЕССОВ, ПРОИСХОДЯЩИХ В ПРОТОТИПАХ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ, И ИХ ВЛИЯНИЕ НА ВЫПОЛНЕНИЕ ТРЕБОВАНИЙ ПО ЭМС

Перед тем как сделать окончательные выводы, для комплексного понимания происходящих в рассматриваемых преобразователях процессах давайте заглянем буквально внутрь обоих наших прототипов. Здесь нас будут интересовать искажения формы рабочих импульсов, вызванные теми или иными паразитными резонансными контурами, имеющими место в реальных преобразователях. Для начала оценим форму сигнала на ключевом элементе (рис. 32 и 33).

Высокочастотные колебания, которые имеются в базовом неоптимизированном решении, — результат действия паразитного колебательного контура, образованного емкостью затвора (C_{GS}) силового МОП-транзистора в сочетании с индуктивностью тонкой и длинной контактной дорожки подключения затвора. Этого явления мы не наблюдаем в оптимизированном решении. Более того, последовательный резистор в цепи затвора (R2, рис. 13), установленный в улучшенном варианте повышающего DC/DC-преобразователя, в некоторой степени помогает уменьшить и скорость нарастания импульсов при включении ключа.

Что касается осциллограммы, приведенной на рис. 33, то в базовом решении повышающего DC/DC-преобразователя мы видим высокочастотные колебания на стоке ключа, возникающие при его включении. Это связано с наличием еще одного паразитного колебательного контура, образованного емкостью стока (CDS) в сочетании с индуктивностью линий подключения ключа.

Еще один потенциальный источник помех — диод Шоттки, точнее его емкость обратного восстановления (рис. 34). Образованные при переходных процессах высокочастотные колебания могут при определенных обстоятельствах (их амплитуда может оказаться недопустимо большой) привести к пробою не только самого диода, но и связанных с ним компонентов.

В завершение этой части статьи рассмотрим еще две цепи, связаные

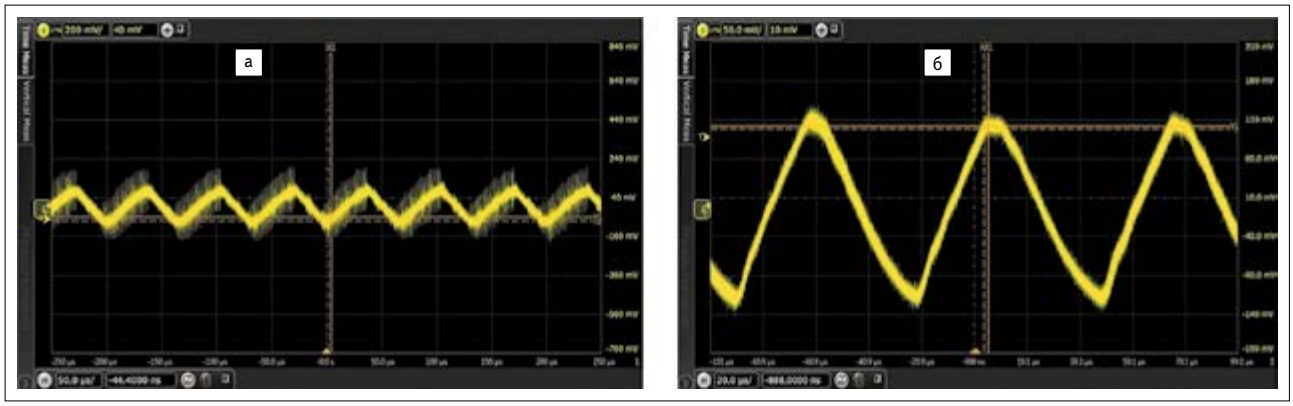


Рис. 26. **Переменная составляющая базового преобразователя без фильтра: а) выходное напряжение в масштабе 200 мВ/дел.; б) входное напряжение в масштабе 50 мВ/дел.Переменная составляющая базового преобразователя без фильтра: а) выходное напряжение в масштабе 200 мВ/дел.; б) входное напряжение в масштабе 50 мВ/дел.**

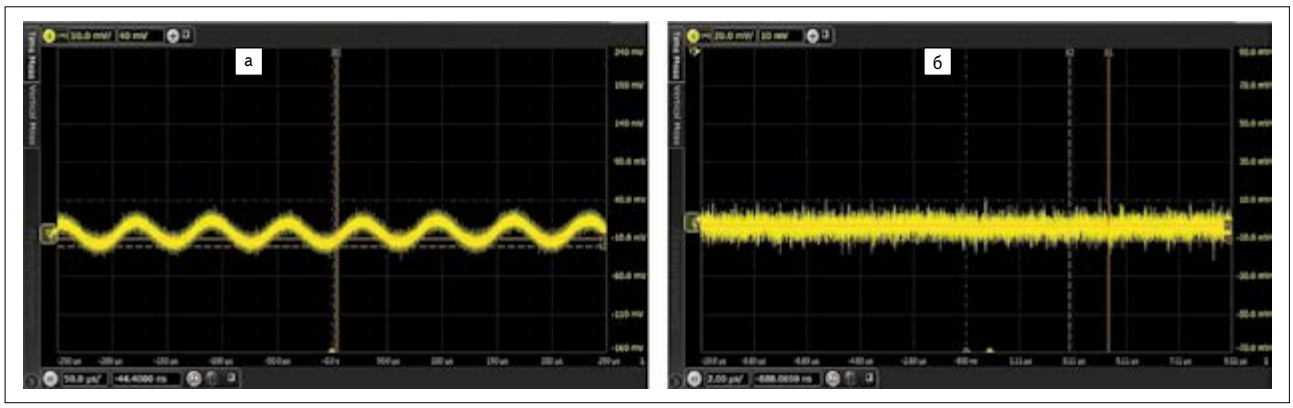


Рис. 27. **Переменная составляющая базового преобразователя с фильтром: а) выходное напряжение в масштабе 50 мВ/дел.; б) выходное напряжение в масштабе 20 мВ/дел.**

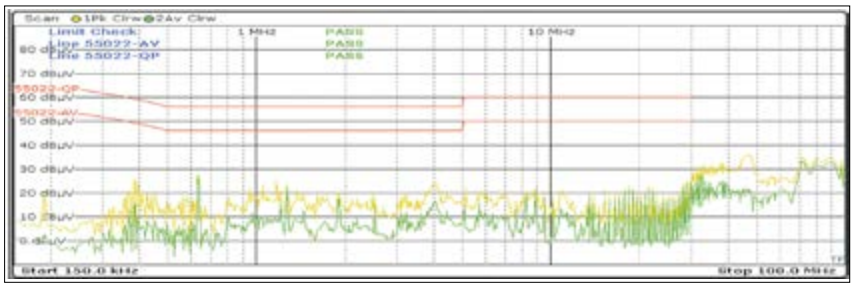


Рис. 28. Результат измерения напряжения помех на выходе улучшенного варианта преобразователя с фильтром

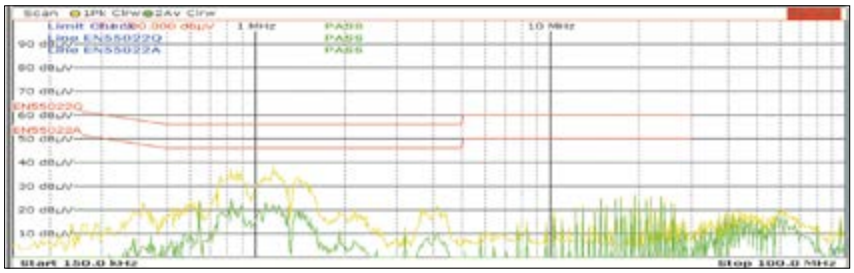


Рис. 29. **Результат измерения напряжения помех на входе улучшенного варианта повышающего преобразователя с фильтром**

с питанием контроллера преобразователя. Поскольку блокирующий конденсатор в базовом решении повышающего DC/DC-преобразователя расположен на расстоянии примерно 3 мм от входа подачи питания на контроллер (V_{IN}, вывод 10) и подключен тонкой соединительной дорожкой (рис. 18 [10]), это приводит к тому, что контроллер не может достаточно быстро взять от источника питания необходимый ток. В данном исполнении печатной платы индуктивность тонкой соединительной дорожки действует как тормоз, что приводит к генерации на этой части дорожки высокочастотного напряжения с большой амплитудой (рис. 35).

Аналогичную проблему мы наблюдаем и по выходу внутреннего питания микроконтроллера V_{CC} (вывод 9). Осциллограммы напряжения на этом выводе для обоих прототипов преобразователя представлены на рис. 36.

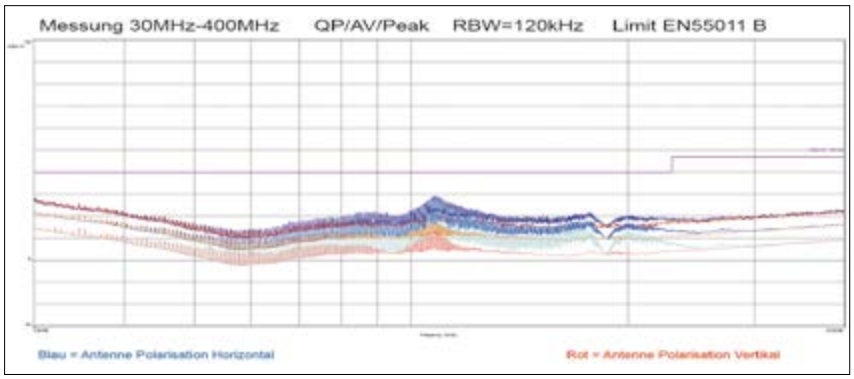


Рис. 30. **Результат измерения улучшенного варианта повышающего преобразователя с развязывающими фильтрами**

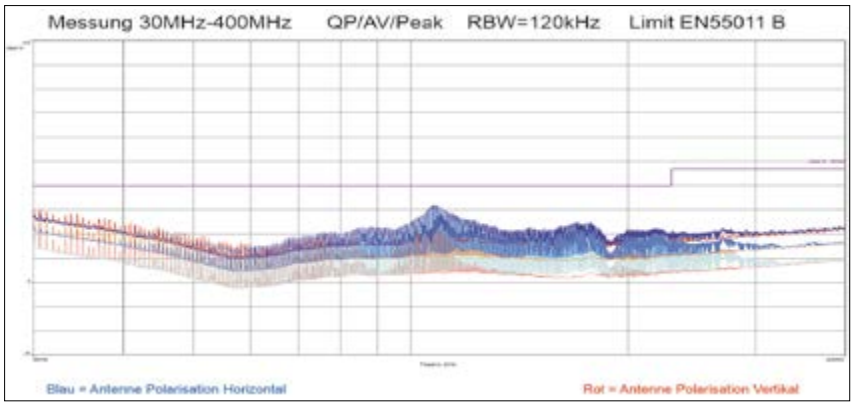


Рис. 31. **Результат измерения улучшенного варианта повышающего преобразователя без развязывающих фильтров**

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты оценки и измерения напряжений и напряженности электромагнитного поля, проведенные в широком частотном спектре, ясно показывают, какое положительное влияние на поведение DC/DC-преобразователей оказывает комплексный метод проектирования данных устройств. Он заключается не только в выборе компонентов преобразователя, но и в должной компоновке на печатной плате, минимизации сильноточных токовых петель и снижении индуктивности линий подключения. Очевидно, что без вдумчивого подхода к компоновке вы не выполните требования стандартов в части уровня напряженности поля генерируемых ЭМП даже при использовании нескольких фильтров. В этом случае единственный вариант — полностью экранировать преобразователь, включая дополнительную фильтрацию линий его подключения, как по входу, так и по выходу.

И еще один совет. Для тех, кто не имеет достаточного опыта в области проектирования дискретных импульсных преобразователей или не готов тратить время и средства на их разработку, вариантом решения проблемы является использование уже отлаженных и полностью готовых к работе модулей. Например, таких как предлагаемые компанией Würth Elektronik высоко интегрированные силовые модули WE Magic Power Module [11], которые представляют собой интересную и эффективную альтернативу собственным разработкам. Здесь для достижения необходимого результата требуется лишь несколько этапов проектирования и краткосрочных вложений с быстрой окупаемостью. Кроме того, при соблюдении требований, изложенных в спецификации на модуль, подобное решение помогает справиться с проблемами излучения собственных ЭМП и обеспечения 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/l/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



Рис. 32. **Форма напряжения затвор-исток силового МОП-транзистора в схеме повышающего DC/DC-преобразователя: а) базовый вариант; б) улучшенный вариант**

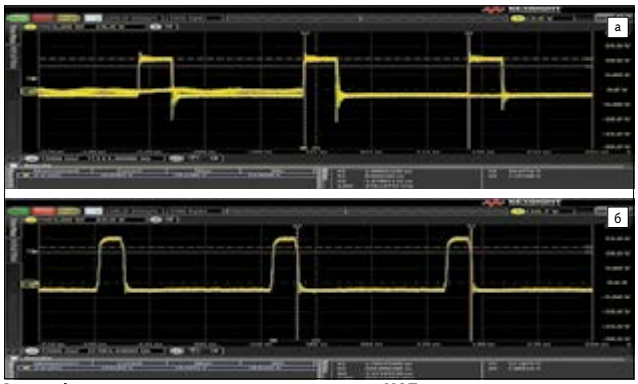


Рис. 33. **Форма напряжения сток-исток силового МОП-транзистора в схеме повышающего DC/DC-преобразователя: а) базовый вариант; б) улучшенный вариант**

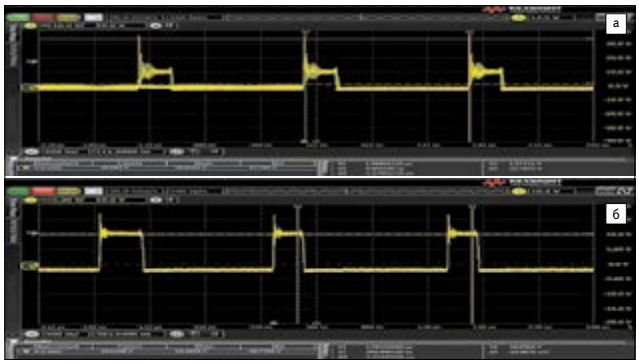


Рис. 34. **Форма напряжения на диоде Шоттки: а) базовый вариант, примерно 40 В (ампл. п-п); б) улучшенный вариант, примерно 19 В (ампл. п-п)**

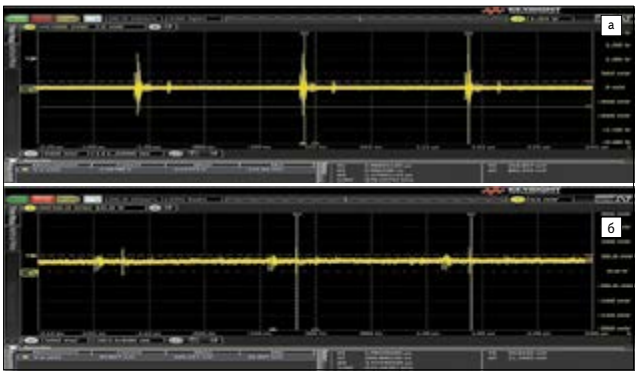


Рис. 35. **Форма напряжения на выводе 10 (VIN) микросхемы контроллера повышающего преобразователя: а) базовый вариант, примерно 2,2 В (ампл. п-п); б) улучшенный вариант, примерно 90 мВ (ампл. п-п)**



Рис. 36. **Форма напряжения на выводе 9 (V_{cc}) микросхемы контроллера повышающего преобразователя: а) базовый вариант, примерно 2,2 В (ампл.); б) улучшенный вариант, примерно 140 мВ (ампл.)**

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 swit-ching regulators. Application Note, Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG. www.we-online.com/anp008

9. Zaitsu 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

10. Рентюк В. Влияние выбора компонентов, схемотехнического и конструктивного решений на вопросы ЭМС современных DC/DC-преобразователей. Часть 1. Базовые принципы DC/DC-преобразователей, источники ЭМП и проблемы фильтрации // Компоненты и технологии. 2018. № 2.

11. Katalog Power Module (MagI3C-Serie). www.katalog.we-online.de/de/pm

ЛИНИИ СВЯЗИ И ПРОБЛЕМЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ НА ПРИМЕРЕ USB-ИНТЕРФЕЙСА

ВЛАДИМИР РЕНТЮК, rvk.modul@gmail.com

Проблемы электромагнитных помех и связанной с ними электромагнитной совместимости (ЭМС) сейчас, как говорится, в тренде. Причина кроется в двух основных моментах. Во-первых, это рост в геометрической прогрессии количества электронных устройств, в том числе самого разнообразного оборудования, которое является частью некой общей системы. Во-вторых, происходит все большее ужесточение норм и требований не только к излучению электромагнитных помех, но и к устойчивости аппаратуры к внешним воздействиям.

На страницах журнала «Компоненты и технологии» неоднократно публиковались материалы, посвященные данной тематике и связанным с ней проблемам. В частности, были детально рассмотрены вопросы фильтрации [1], проблемы электромагнитных помех от источников питания и преобразователей [2, 3], анализировались потенциальные проблемы медицинского оборудования [4], ЭМС и изолированных интерфейсов [5]. Спикок можно продолжить.

Почему же такое внимание уделяется этой проблеме? Ее сложность заключается в том, что как бы разработчик ни старался все предусмотреть — результат станет понятен лишь на завершающей стадии проекта. То есть когда все будет собрано вместе. И здесь явно просматривается закон перехода количества в качество. Поясню. Основные источники электромагнитных помех — это импульсные преобразователи, от которых мы уже никак не можем оказаться по причине требований к максимальному повышению энергоэффективности любого оборудования (даже военного назначения), а также задающие тактовые генераторы и, как следствие, все цифровые шины. Данные источники помех в основном некоррелированные, так что их общий вклад определяется квадратным корнем из суммы квадратов. И вот все эти маленькие источники помех суммируются, да так, что нам, разработчикам, крайней тяжело спрогнозировать общий итог. Словом, источников много, а результат станет известен, только когда изделие уже готово. Причем как бы мы ни старались выполнить требования по оптимальной разводке плат, фильтрации, экранированию, до конца не будет уверенности в том, что где-то да «не вылезет». Поэтому разумных дополнительных мер защиты много не бывает.

Выше уже говорилось, что данному вопросу издание уделяло и уделяет повышенное внимание. И это правильно. Однако имеется один пробел: мы привыкли рассматривать изделие как изделие, а не как систему. Причем именно как систему, взаимодействующую с окружением. Вот здесь и кроется проблема. В практике автора было четыре ярких момента, касающихся непосредственно электромагнитных помех не изделия, а системы. Два из них были удачными, а вот третий и четвертый… Чтобы перейти к сути статьи, следует несколько слов сказать о полученном опыте, как положительном, так и отрицательном. Положительный опыт касался разработки внутриобъектовой системы проводной связи с уплотнением каналов. Когда работа завершилась, государственная приемочная комиссия вдруг пожелала узнать, а как объект с развернутой системой будет выглядеть с точки зрения радиопомех. Обратите внимание: объект, а это 5×8 абонентских блоков и центральный узел связи. Они-то как раз были испытаны, но вот на объекте… мы такого, честно говоря, не ожидали. Ну, с государственной комиссией не спорят, себе дороже, тем более она была под эгидой Совета Министров СССР. Пришлось развернуть систему, вызвать передвижную лабораторию и все замерить. Решение было аналоговое со сложным сигналом амплитудно-импульсной модуляции, так что теоретически помех могло оказаться великое множество. Но, слава Богу, мы это сделали с очень низкой — для восьми телефонных, трех широкополосных аудиоканалов и двух служебных импульсов — частотой выборки всего в 120 кГц. При этом было (насколько вообще возможно) выполнено согласование двухпроводной линии связи, к тому же фильтрация сделала свое дело, в итоге излучаемых помех не нашли, а устойчивость к внешним воздействиям подтвердили наводкой мощных импульсов напряжения на линии связи. Но были ли мы уверены на все 100%? Конечно же, нет. Второй раз похожая проблема была решена также с помощью мультиплексирования сигналов, но с формированием токового выхода, хотя без фильтрации тоже не обошлось. А вот в третьем упомянутом случае… Это произошло с автоматизированными рабочими местами, где и сказался пресловутый наш «авось». И проблема возникла именно на линиях связи, причем были мы пойманы за руку одной из европейских лабораторий по сертификации. Понятно, что «решить» там вопрос можно было даже и не пытаться. Нас ввело в заблуждение то, что мы ограничились формальной проверкой изделия в стационарном режиме, а при сертификации разработка тестировалась во всех режимах, что и выявило превышения допустимого уровня излучения электромагнитных помех. Вот так, не обратив должного внимания на линии связи, мы были откинуты с нашим проектом на год. Тут мы уже вспомнили и про испытания во всех режимах, и про фильтры. В четвертом случае, уже наученные предыдущим горьким опытом,

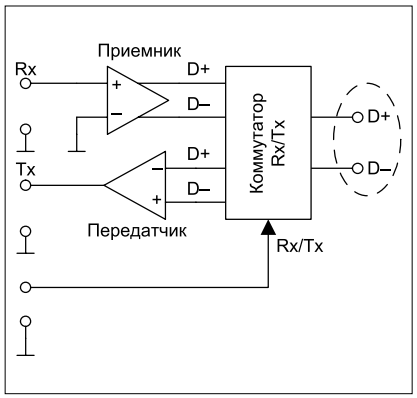


Рис. 1. **Интерфейс USB, общее представление**

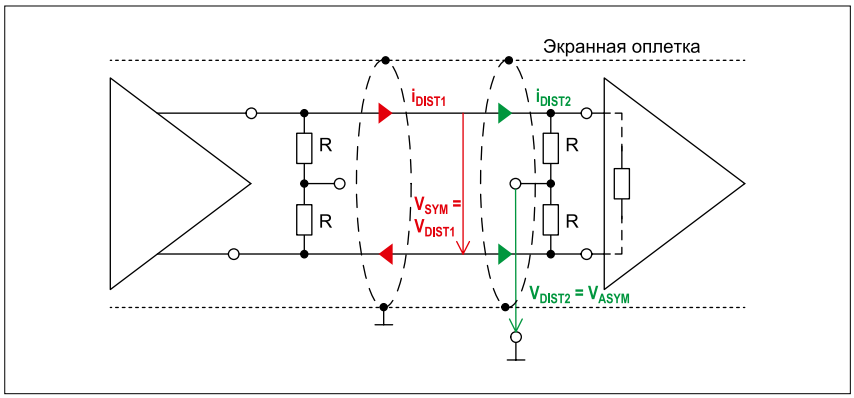


Рис. 2. **Симметричный интерфейс с измерением напряжения помех**

мы все продумали, фильтров поставили с запасом, но недосмотрели одну линию связи — такой себе кабель сантиметров 50 от центральной ЭВМ на выходной блок (изолированный интерфейс и кнопку включения). Вот он-то и оказался камнем преткновения [5].

Какой же вывод следует из всего сказанного выше? Во-первых, мы не можем на все 100% прогнозировать поведение систем с множественными источниками электромагнитных помех, но это не избавляет нас от самого внимательного изучения данного вопроса и принятия всех необходимых мер к их подавлению — тут лучше сделать больше, чем меньше. Во-вторых, нельзя обманывать себя, проверяя изделие в облегченных режимах. Нужно проводить испытания во всех рабочих режимах, даже в самых, скажем так, экзотических. В-третьих, изделие в конечном итоге следует тестировать не поблочно, а в виде логически законченной системы со всеми внутренними связями, нагрузками и во всех режимах. И лучше делать это на максимально возможно, раннем этапе разработки, чем оставить все «на потом» и спасать проект уже припарками, а это нам пришлось делать дважды. Обеспечение ЭМС — серьезная проблема, а не то, что получается «само собой» или делается «для красоты». Суть в том, чтобы удовлетворить требования к сертификации конечного изделия. И тут, как говорится, предупрежден — значит вооружен.

Понятно, что в одной статье описать проблему электромагнитных помех касательно линий связи невозможно. Возьмем для примера самый распространенный вариант — интерфейс USB 2.0. Почему USB 2.0? Во-первых, это наиболее распространенный интерфейс и его уже воспринимают как нечто должное, обычное и не требующее особого внимания. По распространенному мнению, с электромагнитным излучением и устойчивостью тут все должно быть в порядке. Во-вторых, этот интерфейс постоянно развивается, повышается скорость обмена данными. Так, USB 2.0 уже перешел в USB 3.0, а последний начинает теснить USB Type-C. И еще — здесь мы имеем и сигнальные проводники, и цепи питания, то есть наиболее распространенную, обычную ситуацию. И не забываем, что нас, в контексте статьи, интересует собственное излучение электромагнитных помех и устойчивость линий связи к их внешнему воздействию — другими словами, электромагнитная совместимость (ЭМС).

Перед тем как мы рассмотрим схемы и конструктивные меры, сделаем небольшой экскурс в основы электромагнитной совместимости. Итак, если коротко, что же такое ЭМС? Это способность технических средств одновременно функционировать в реальных условиях эксплуатации с требуемым качеством при воздействии на них непреднамеренных электромагнитных помех и не создавать недопустимых электромагнитных помех другим техническим средствам.

А что же с точки зрения обеспечения электромагнитной совместимости представляет собой интерфейс USB? При разработке изделия с USB наиболее критическими являются следующие вопросы:

- излучение помех (напряженность поля помех);
- устойчивость к помехам от электростатического разряда;
- устойчивость к помехам от быстрых переходных процессов (устойчивость к коротким импульсным воздействиям).

Как уже упоминалось, в настоящее время существует множество областей применения для USB. Каждая из них имеет свои стандартные требования по ЭМС. Чтобы понять, насколько это важно для современной электроники, можно оценить хотя бы общее число действующих стандартов ГОСТ Р, посвященных данной тематике (http://www.emci.ru/testig.html). Так что здесь нас интересует гарантированная функциональность. Она всегда должна быть обеспечена, и опыт показывает: если мы хотим, чтобы изделие функционировало должным образом, то требования по ЭМС должны соблюдаться независимо от области применения изделия. Далее мы рассмотрим разработку устройства с USB с точки зрения ЭМС буквально шаг за шагом и найдем интересующие нас критические точки и практическое решение проблемы ЭМС линий связи. Для чего возьмем за основу проведенное компанией Würth Elektronik исследование в этом направлении и данные в нем практические рекомендации [6].

Для справки напомним, что такое USB (*англ.* USB — Universal Serial Bus) в общем представлении. Это универсальная последовательная шина, последовательный интерфейс для подключения периферийных устройств (рис. 1). В теории она может поддерживать до 127 устройств. USB представляет собой симметричный дифференциальный, двунаправленный, последовательный кабель шины. Максимальная длина кабеля составляет 4 м, он содержит четыре провода. Два провода D+ и D– в виде витой пары служат для передачи данных и используют дифференциальный сигнал NRZI (*англ.* NRZI — Non-Return-to-Zero-Invert, без возврата к нулю с инверсией), который передается асинхронно между портами. А два других провода служат для передачи (получения) питания, один с напряжением +5 В, второй — общий («земля»). Скорость передачи данных для самой распространенной на сегодня версии USB 2.0 составляет от 10 кбит/с до 480 Мбит/с. Для низких скоростей передачи уровень сигнала равен 0,3 В (низкий уровень) и выше 2,8 В (высокий уровень), а для высоких скоростей: 0 В ±10 мВ и 400 мВ ±10% соответственно.

Как известно, симметричные технологии передачи имеют существенные преимущества с точки зрения сохранения целостности сигнала, они отличаются более низким излучением помех

и более высокой устойчивостью к помехам. Так, в практике автора успешно передавались сигналы с использованием дифференциального возбуждения в двухпроводной линии на расстояние более 150 м. Более подробное объяснение дает рис. 2.

Измеряемыми величинами здесь являются:

1) V_{SYM}: симметричное напряжение помехи между сигнальными проводами;
2) V_{ASYM}: несимметричное напряжение помехи между средним значением напряжения и опорным напряжением (общим проводом) и заземленной экранирующей оболочкой кабеля.

Как мы видим, на передачу сигналов может влиять и дифференциальная, и синфазная помеха. Причем оба напряжения помех могут быть и от самого интерфейса, в данном случае они представляют собой паразитное излучение в виде собственного излучения помех или электромагнитное воздействие извне из-за индуктивной и емкостной связи с иными источниками быстро изменяемых сигналов. Теперь необходимо выяснить, как действует эта интерференционная связь, которая и определяет помехоустойчивость интерфейса, необходимую для того, чтобы поддерживать его функционирование.

В случае передачи по USB дифференциальные помехи в основном представляют собой помехи, вызванные нелинейными гармониками сигнала из-за рассогласования линии связи и неадекватной схемотехники. С учетом асимметрии тракта передачи, то есть системы передатчик, печатная плата и токопроводящие дорожки, фильтры, кабель к приемнику, такое вмешательство может привести к чрезмерному излучению помех и ухудшению качества сигнала. Синфазные помехи возникают от наводок окружения USB-контроллера, которые обычно возникают из-за емкостной связи, и их проникновение в полезный сигнал увеличивается по мере повышения частоты помехи и ее амплитуды. Этот тип помех наводится на обоих передающих проводах в одной и той же фазе и с одинаковой амплитудой и, следовательно, не оказывает влияния на полезный сигнал. Однако любая асимметрия в кабеле или в приемнике преобразует изначально синфазный сигнал в дифференциальную помеху, что в дальнейшем может внести свой вклад в ухудшение полезного сигнала. Этот случай иллюстрирует рис. 3.

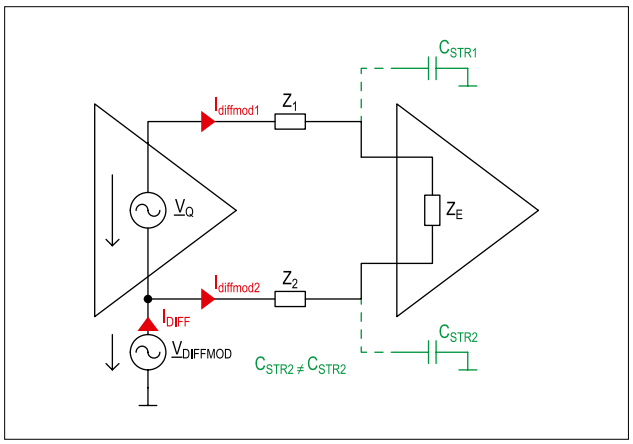


Рис. 3. **Преобразование дифференциального сигнала в синфазную помеху из-за наличия неоднозначности в паразитных емкостных связях**

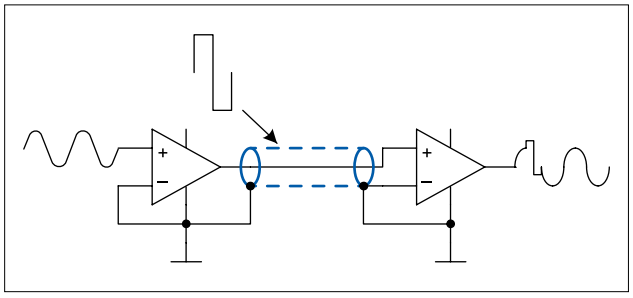


Рис. 4. **Влияние помех на коаксиальный тракт передачи данных**

Дифференциальная технология передачи данных, когда речь идет о влиянии помех на USB, обеспечивает значительное преимущество по сравнению с использованием обычного коаксиального кабеля. На рис. 4 показано влияние помех на коаксиальный кабель. В зависимости от эффективности экранирования коаксиального кабеля, импульс электрического поля, излучаемый линией питания, проложенной параллельно с сигнальным кабелем, проникает в линию передачи данных. При большой амплитуде и длительности такого воздействия это приводит к потере данных или ошибкам связи. Так что экранирование здесь не спасает.

В случает же передачи данных по дифференциальной технологии, в частности по витой паре проводов, полярность полезного сигнала на проводниках по отношению друг к другу сдвинута на 180° и воспринимается приемником как их разность. Поскольку сигнал помехи влияет на оба провода в одной и той же фазе, он не может оказать отрицательного воздействия, так как будет подавлен уже в приемнике. Кроме того, если рассматривать магнитную составляющую помехи, то свивка проводов компенсирует их излучение в результате симметризации за счет распределенной индуктивности проводников.

Совершенно очевидно, что на практике полностью избавиться от излучения помех нереально, поэтому требования по устойчивости к помехам имеет свои, иногда весьма жесткие, регламенты. Причин множество, из них наиболее важные следующие:

- Входы/выходы USB-контроллера не могут быть идеально симметричными.
- Разводка не всегда соответствует требованиям, характерным для высокочастотной техники, и не всегда совместима с требованиями по ЭМС. Причина — наличие паразитных емкостей и отсутствие согласования по волновому сопротивлению.
- Схемное решение фильтра не обеспечивает заданное подавление, кроме того, фильтры влияют на качество сигнала.
- Конструкция разъема является не идеальной, а его заземление на общий провод недостаточно. Это снижает эффективность экранирования экрана кабеля и плохо сказывается на функционировании фильтров.
- USB-кабель также не является идеально симметричным, он может иметь некачественное экранирование и недостаточное заземление. Такой кабель ухудшает качество передаваемого сигнала, излучает сигнал гармоник и имеет недостаточную защиту от внешних источников помех.

Мы не можем напрямую повлиять на USB-контроллер, но можем выбрать качественный кабель. Тем не менее заказчик или пользователь оборудования способен внести тут свою «лепту», сэкономив или по недосмотру использовав «дешевый» межблочный USB-кабель. Это говорит о том, что если мы

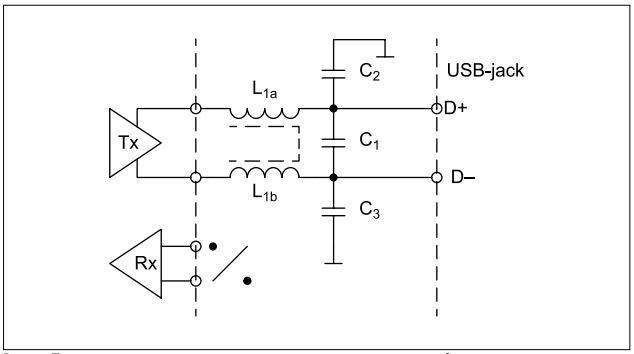


Рис. 5. **Базовая принципиальная схема симметричного фильтра**

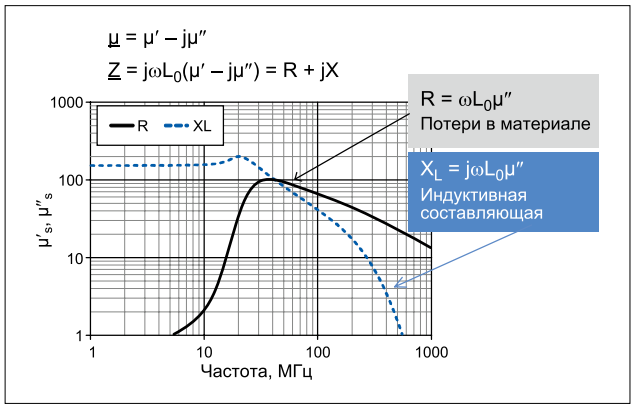


Рис. 6. **Пример для комплексной и вещественной составляющей магнитной проницаемости ферритового материала на высоких частотах**

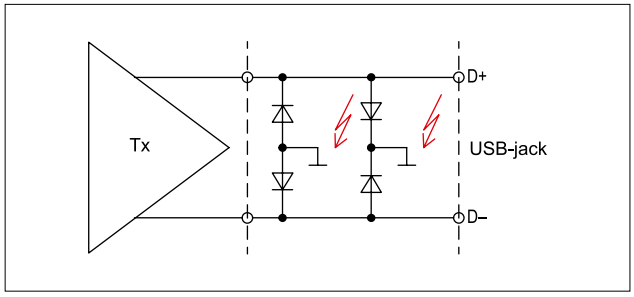


Рис. 7. **Использование диодного ограничителя для уменьшения влияния внешних воздействий (импульсы, разряд статического электричества) на интерфейс USB**

ответственные разработчики, в чем я ни на минуту не сомневаюсь, то должны принять соответствующие профилактические меры, иными словами — обеспечить «защиту от дурака».

Таким образом, мы должны:

– Принять меры по защите интерфейса от воздействия внешних помех, которые могут привести к разрушению USB-контроллера.
– Ограничить излучение помех от сигналов, передаваемых по кабелю.

Обе задачи могут быть выполнены с помощью дополнительного фильтра (рис. 5).

Для рассматриваемого варианта USB 2.0 допустимы емкости приблизительно до 3 пФ между сигнальными проводниками и общим проводом. Но если эти емкости увеличиваются, качество сигнала резко ухудшается, так что возникают нелинейные искажения, которые вызывают фазовый сдвиг и затухание для гармонической составляющей полезного сигнала. Конденсаторы C_2 и C_3, вместе с компенсирующим асимметрию дросселем, уменьшают симметричные компоненты помех. Поскольку емкости $C_2/2$ и $C_3/2$ влияют на сигнал, само собой разумеется, что емкости конденсаторов C_2 и C_3 должны быть равны (рис. 3). Поскольку конденсатор C_1 не только снижает симметричные компоненты помехи, но и оказывает влияние на полезный сигнал, его емкость должна быть не более 4 пФ. Здесь нужно учитывать, что его номинал сильно зависит от свойств компенсирующего асимметрию дросселя. Сам дроссель должен иметь высокую степень симметрии и низкую собственную паразитную емкость между обмотками L_{1a} и L_{1b}. Кроме того, действительная часть его магнитной проницаемости (не забываем, что он является индуктивным компонентом) должна быть низкой и находиться в пределах рабочего диапазона частот. В отличие от этого подавляющий компонент, то есть комплексная часть, должен быть максимально высоким в диапазоне частот фильтрации. Рис. 6 иллюстрирует это отношение. Как можно видеть, ферритовый материал имеет точку перехода на отметке в 200 МГц.

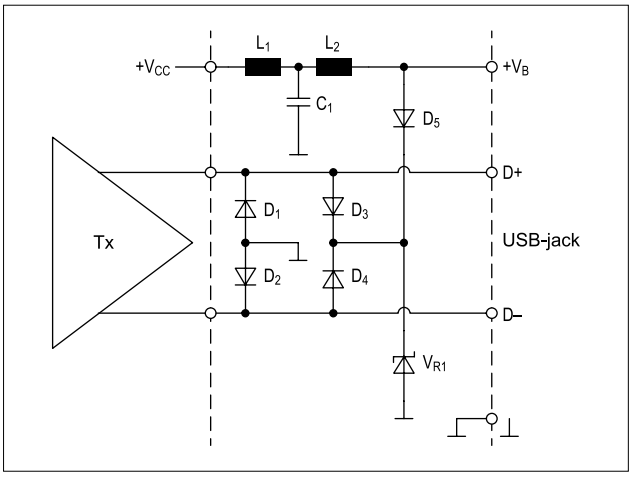


Рис. 8. **Диодный ограничитель для уменьшения воздействия переходных процессов (импульсы, разряд статического электричества) на интерфейсе USB со смещением для работы на более высоких уровнях сигнала**

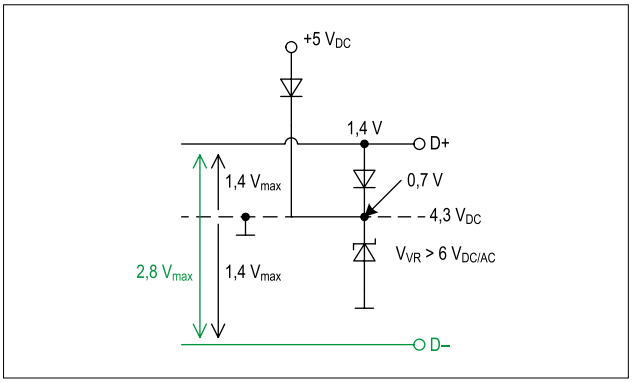


Рис. 9. **Уровни ограничения напряжения для положительной цепи**

Внешние воздействующие сигналы, такие как электростатические разряды или импульсные помехи с крутыми фронтами (высокой скоростью нарастания), могут быть ограничены варисторами. Например, многослойными SMD-варисторами, которые быстро реагируют и могут выдерживать высокий уровень поглощения энергии. Но тут есть одна проблема, о которой нельзя забывать: все варисторы имеют высокую собственную емкость, поэтому они не подходят для ограничения переходных процессов на таких цепях, как рассматриваемая нами USB. Здесь более уместны схемы ограничения с диодами, например схема, показанная на рис. 7.

Внешние воздействия здесь ограничены до прямого падения напряжения V_F диодов по отношению к «земле», как по цепи D+, так и по D–. Для кремниевых диодов это напряжение составляет около 0,7 В. Поскольку воздействие осуществляется с высокой скоростью нарастания, проблема появляется очень быстро. На рис. 7 она показана красной молнией. Как известно, сигнал напряжения при работе USB на «средней скорости» равен 2,8 В (от D + до D–), то есть 1,4 В относительно «земли». Таким образом, чтобы избежать ухудшения сигнала по причине использования более высокого напряжения, положительная ветвь должна быть обеспечена соответствующим смещением.

На рис. 8 показано более продвинутое решение. Дополнительный TVS-диод (специальный полупроводниковый диод, предназначенный для подавления выбросов напряжения) с ограничением напряжения 6 В устанавливает пороговое значение приблизительно на уровне 6,7 В. Этого вполне достаточно для эффективной защиты, TVS-диоды с более низкими напряжениями ограничения слишком медленные, чтобы уменьшить воздействия, вызванные разрядами статическо-

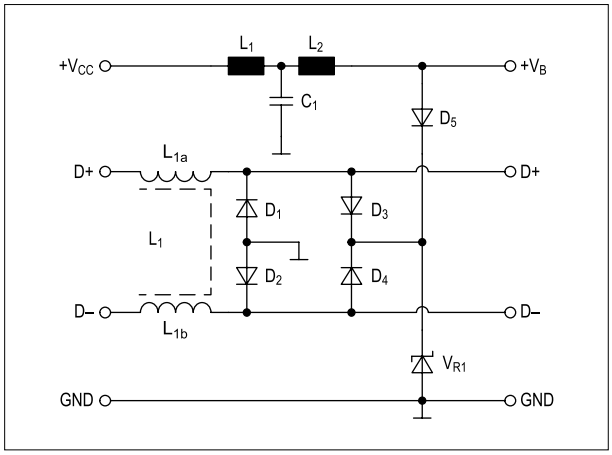


Рис. 10. **Полная принципиальная схема фильтра для USB 2.0 от компании Würth Elektronik**

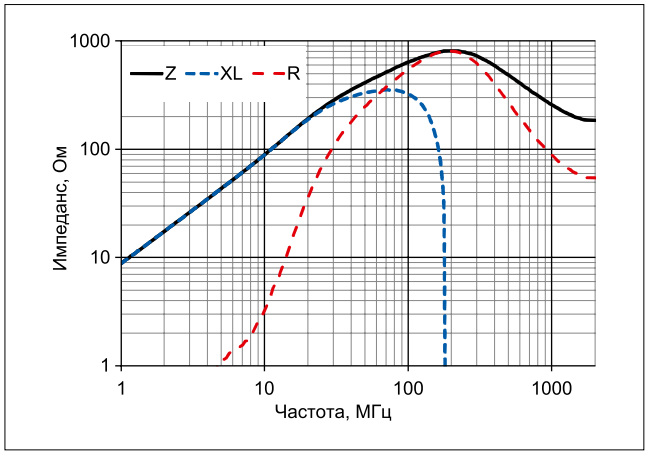


Рис. 11. **График импеданса SMD-индуктивности 742792651 компании Würth Elektronik**

го электричества, и здесь не подходят. Соответствующие интересующие нас уровни напряжения показаны на рис. 9.

Ограничение импульсных помех на линиях подключения напряжения питания может быть также достигнуто с помощью дополнительного диода D_5, показанного на рис. 8. Хотя емкость TVS-диода находится на достаточно низком уровне, примерно в 5 пФ, она все же может быть слишком высокой для USB. Но поскольку V_{R1} включен последовательно с диодами D_3 и D_4, это снижает общую емкость V_{R1}, которая влияет на сигнал, и она уже становится некритичной. Это связано с тем, что диоды D_3 и D_4 имеют собственную емкость около 2 пФ. Как и последовательно включенные конденсаторы на рис. 5, диоды D_3 и D_4 связаны с сигнальной цепью, так что общая емкость между сигнальными проводниками составит порядка 2 пФ, а по отношению сигнального проводника к «земле» — около 3 пФ.

В завершение, в цепи напряжения питания имеется Т-фильтр с двумя специальными ферритовыми SMD-индуктивностями и керамическим конденсатором. Индуктивная составляющая феррита не является критичной, так как эти элементы не оказывают влияния на сигнальные цепи, а вот действительная составляющая проницаемости должна резко возрасти примерно в точке 30 МГц. Однако здесь важным параметром становится допустимый рабочий ток (важно не вызвать насыщения сердечника), который всегда указывается в справочных материалах для температуры 20°C. Его следует выбирать соответственно применению. Учитывая все выше изложенное, мы можем представить интересующую нас полную практическую схему. Она приведена на рис. 10.

Соответствующие технические данные компонентов определяются следующим образом.

Фильтр для цепи питания постоянного тока представлен ферритовыми SMD-элементами 742792651 типоразмера 0603 производства компании Würth Elektronik [7]. Отличительным свойством этих элементов является то, что они имеют максимальный импеданс в диапазоне 80–500 МГц, в котором следует ожидать самый высокий уровень помех при передаче данных по USB. Выше частоты 200 МГц они действует как чисто омическое сопротивление. Общий импеданс этих индуктивностей на частоте 30 МГц равен 300 Ом, из которых 200 Ом — резистивный, или «омический» компонент. Интересующая нас кривая импеданса представлена на рис. 11.

Конденсаторы для данного применения должны иметь частоту последовательного резонанса выше 500 МГц, что зависит от диэлектрика и их корпусирования. Здесь подходят конденсаторы небольшого типоразмера, такие как 0603 или меньше, с диэлектриком X5R или Y5V. Потери в этих диэлектриках проявляют менее выраженные резонансы, что желательно для фильтров, используемых на цепях питания. В общем виде резонанс в конденсаторе представляет собой последовательный резонанс, который, в результате наличия паразитных компонентов, может оказаться выше резонансной частоты фильтра, что делает конденсатор непригодным для использования. Здесь следует дать еще один совет: для того чтобы сохранить импеданс как можно более низким, точка подключения конденсатора к общему проводу должна быть с низкой индуктивностью.

Исходя из изложенного для фильтра был выбран керамический конденсатор WCAP-CSGP типоразмера 0603 емкостью 680 нФ ±10% (X7R) с рабочим напряжением 16 В также от компании Würth Elektronik (номер заказа 885012206051). В отличие от них типичные SMD-конденсаторы номиналом 100 нФ типоразмера 0805 на базе керамики X5R имеют последовательный резонанс на частоте около 500 МГц и параллельный резонанс на частоте 1,5 ГГц.

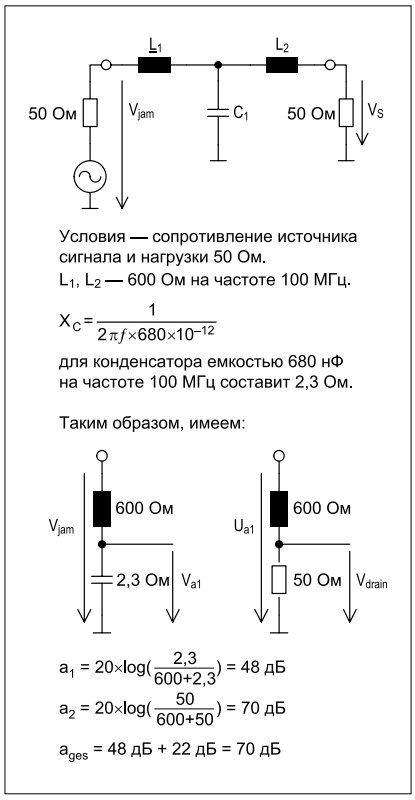


Рис. 12. **Расчет вносимых потерь Т-образного фильтра в цепи напряжения питания**

Т-фильтр построен таким образом, что для высоких частот он вносит высо-

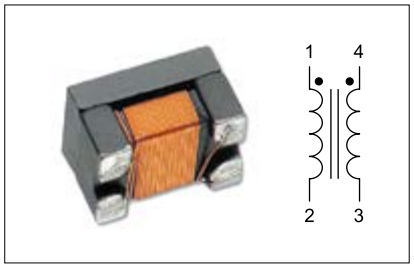


Рис. 13. **Компенсирующий дроссель 744232090 компании Würth Elektronik для фильтра линии данных**

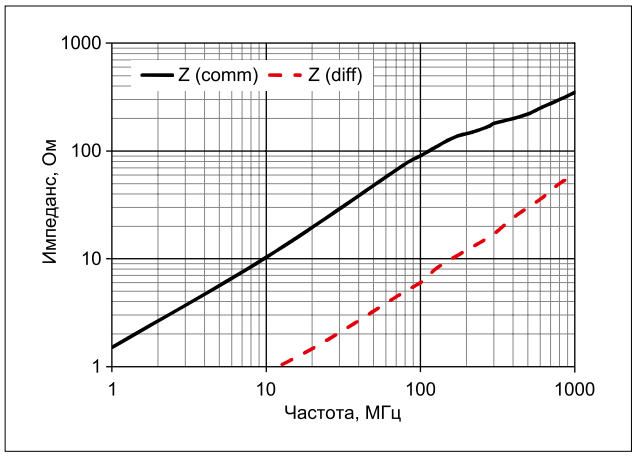


Рис. 14. **Зависимость импеданса дросселя в синфазном Z (comm) и дифференциальном Z (diff) режимах 744232090 от частоты**

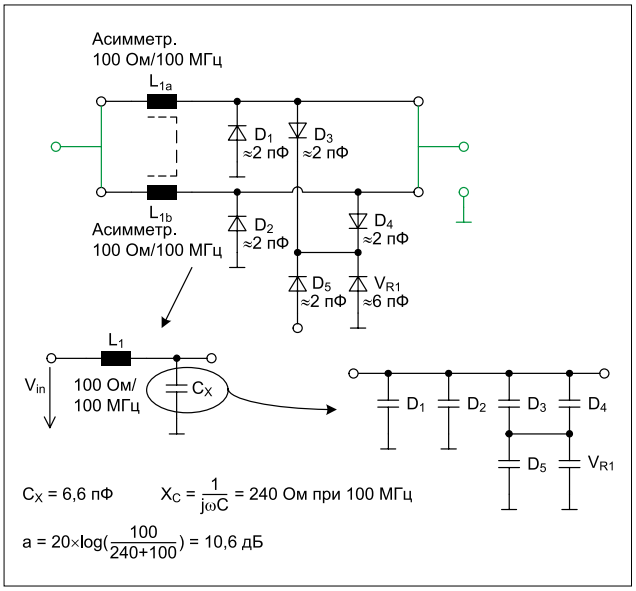


Рис. 15. **Расчет вносимых потерь фильтром по сигнальным цепям USB**

кое затухание. А поскольку в рассматриваемом случае и источник, и нагрузка имеют низкий импеданс, фильтр обеспечивает оптимальное, максимальное подавление (рис. 12).

Основой для фильтра линии передачи данных (сигнальной линии) служит компенсирующий дроссель. Оптимальным выбором здесь является дроссель 744232090 компании Würth Elektronik [8]. За счет своей технологии намотки и нескольких обмоток дроссель имеет высокую степень симметрии при низких паразитных емкостях. Высокие вносимые потери достигнуты в результате высокой проницаемости ферритового материала. Общий вид дросселя и структура его обмоток показаны на рис. 13.

График, показывающий зависимость импеданса дросселя в синфазном и дифференциальном режимах, представлен на рис. 14.

Как уже отмечалось, синфазный режим, или режим асимметричного подавления, начинает действовать, когда помехи с одинаковой фазой и амплитудой (по отношению к общему проводу) действуют на проводники D+ и D–. И это является обычным для емкостной или индуктивной связи с такими цепями или для подводимых токопроводящих дорожек. Таким образом, импеданс дросселя данной помехи должен быть как можно выше. На частотах выше 100 МГц дроссель 744232090 в этом режиме имеет импеданс около 90 Ом.

Импеданс в дифференциальном режиме является компенсирующим импедансом и определяется свойством конструкции обмоток. Здесь ток проходит по одной обмотке,



Рис. 16. **USB-адаптер, выполненный по схеме, приведенной на рис. 10**

а потом возвращается по другой, если при этом имеется ток компенсации, полезный сигнал видит данный импеданс. Таким образом, импеданс для сигнала должен быть как можно меньше. Все паразитные компоненты импеданса возникают из-за начальной асимметрии, потерь в материале от вихревых токов и скин-эффекта. На частоте 100 МГц дроссель имеет режим «дифференциальный импеданс 6 Ом» (обе обмотки вместе).

Теперь рассмотрим конденсаторы фильтра по сигнальным цепям, которые образуют выходной фильтр низких частот 2-го порядка. Вместо конденсаторов специалисты компании Würth Elektronik в своем базовом исследовании [6] предлагают использовать диодную сборку WE-TVS 82400102 производства компании [9]. Встроенные в нее диоды имеют емкость, в общем случае рассматриваемую как паразитную, которую мы и будем применять, но уже с пользой для дела. Кроме того, паразитная индуктивность диодов в сборке (корпус SOT23–6L) является достаточно низкой, значительно ниже, чем у аналога в дискретном исполнении. Это должно быть обязательным условием, поскольку в противном случае не будет достигнута достаточно быстрая реакция на воздействие внешних импульсных помех. Таким образом, мы объединим почти идеальный конденсатор с эффективной защитой от перенапряжений.

Для этого фильтра также может быть вычислено ослабление сигнала помехи при условии, что ее воздействие осуществляется на оба сигнальных провода с одной и той же амплитудой и фазой. Расчет представлен на рис. 15. Кстати, не забываем, что каждый конденсатор, подключенный на «землю», выступает в качестве нагрузки сигнала лишь половиной своей емкости.

Достигнутое затухание в 10 дБ на частоте 100 МГц можно считать достаточным, поскольку компоненты воздействующих помех, как можно предположить, здесь будут иметь меньшую интенсивность, чем на несимметричных линиях питаниях так что полезный сигнал не должен быть искажен.

Основой для размещения компонентов является печатная плата с емкостями и индуктивностями ее токопроводящих дорожек. Поэтому ее компоновка должна быть выполнена в соответствии с требованиями схемы и области рабочих частот. Из-за ее неправильной компоновки функционирование даже простого LC-фильтра нижних частот может быть нарушено, а его эффективность снижена. Что же важно? Во-первых, нужно помнить о паразитных индуктивных и емкостных свя-

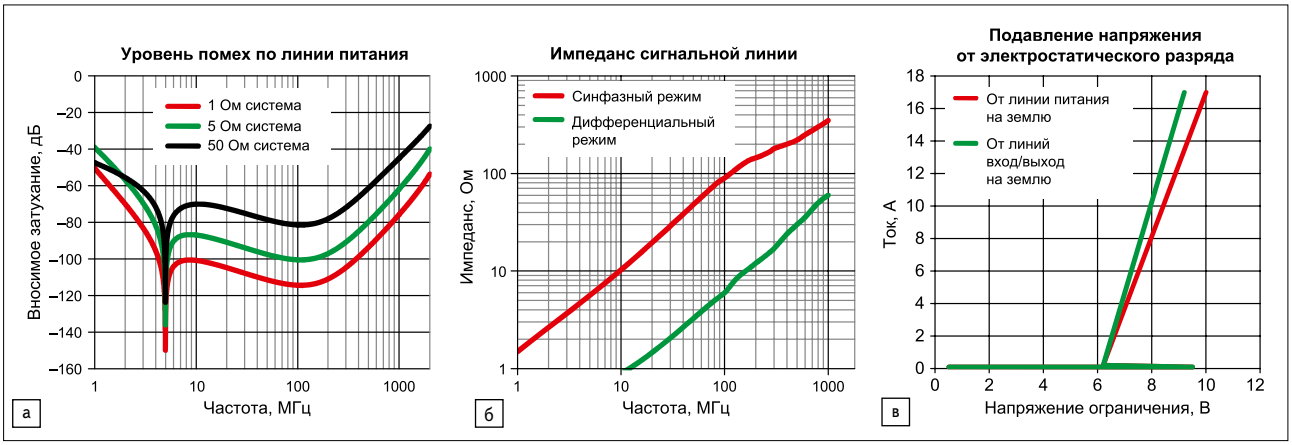


Рис. 17. **а) Вносимые потери фильтра по цепям питания; б) зависимость импеданса фильтра сигнальных линий для синфазного и дифференциального режимов; в) ограничение импульсов напряжения статического электричества фильтром на сигнальных линиях**

зях и принимать известные меры по их минимизации. Например, индуктивность 1 см печатного проводника соответствует 6–10 нГн. Во-вторых, подключение заземления должно подводиться непосредственно к корпусу, то есть точка заземления кабельного экрана и точка заземления фильтра должны иметь одинаковый по отношению к высоким частотам потенциал. Здесь необходимо использовать методы разводки плат, характерных для области высоких частот. В публикации [6] приведены рекомендации и примеры.

Поскольку все это нелегкая задача, требующая и определенного опыта, и затрат временных и материальных ресурсов, компания Würth Elektronik предлагает для использования разработанную ею плату USB 2.0 для обеспечения ЭМС (в трех разных вариантах исполнения). Здесь выполнены все необходимые условия: линии передачи данных направляются симметрично, заземляющие соединения имеют наименьшую длину подключения к корпусу, а сама печатная плата имеет плоскость заземления. Свободное пространство вокруг компонентов также заполнено, чтобы уменьшить связь между дорожками и компонентами. Все заземления имеют подключение по меньшей мере через два проходных отверстия. Расположение элементов и обе стороны печатной платы представлено в публикации [6]. На рис. 16 показан USB-адаптер, выполненный по принципиальной схеме, изображенной на рис. 10.

На рис. 17а приведены графики вносимых потерь фильтра по цепям питания, зависимость импеданса сигнальных цепей в синфазном и дифференциальном режимах (рис. 17б) и характеристика ограничения фильтра на сигнальных цепях (рис. 17в).

Компания Würth Elektronik специально разработала этот адаптер для того, чтобы облегчить работу по созданию схем и дать возможность инженерам оценить его эффективность. Для подтверждения была проведена практическая оценка его эффективности. В качестве источника сигнала использовался персональный компьютер, а в качестве периферийного устройства — жесткий диск. Интерфейс USB излучал спектр помех, как это видно на рис. 18. Желтая кривая показывает спектр помех на D+ до фильтра, синяя кривая — после. Уровень помех снижался до 35 дБ. Величина подавления сильно зависит от импеданса источника помех, который зависит от типа связи, или ее характера, — емкостные, индуктивные или электромагнитные в ней помехи. Чем выше сопротивление источника помех, тем более эффективно работает фильтр. Однако источники помех, которые находятся на корпусе системы или устройства, не могут быть подавлены с помощью фильтра, и это понятно, так как тут нет соответствующего опорного или точки заземления.

На рис. 19 показан спектр помех до и после фильтра, но уже по цепям питания. Снижение помех достигает 20 дБ.

Как показывают многочисленные практические примеры, конструкция фильтра имеет свои подводные камни. Все они являются управляемыми, но базовые условия, такие как требования к занимаемому пространству, к его конструктивному исполнению, зачастую не позволяют полностью реализовать «хороший» дизайн фильтра. Да и сама разработка фильтра, например следуя требованиям по ЭМС, также часто оказывается дорогостоящим делом и отнимает много времени. Учитывая это, компания Würth Elektronik предлагает революционное решение — USB-разъем с интегрированным USB-фильтром. Его наиболее важные технические данные:

– Защита от перенапряжения и разрядов статического электричества: 10 В — 15 кВ.

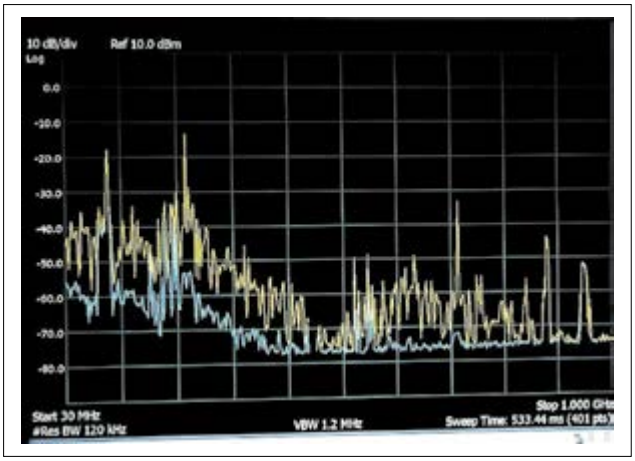


Рис. 18. **Спектр излучения помех на D+ до и после фильтра**

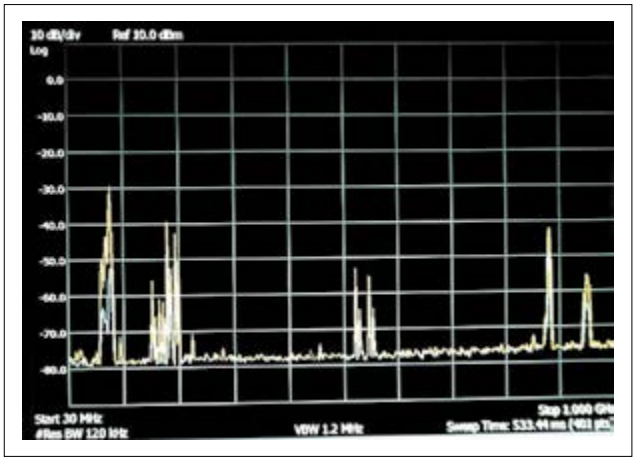


Рис. 19. **Спектр излучения помех на линии питания до и после фильтра**

– Ослабление синфазных помех для 90 Ом на частоте 100 МГц: не менее 10 дБ (в зависимости от источника и импеданса нагрузки).
– Затухание по цепям напряжения питания на частоте 100 МГц: не менее 40 дБ (в зависимости от источника и импеданса нагрузки); фильтр обеспечивает надежное затухание до частот свыше 1 ГГц.

Фильтр эффективно экранирован и имеет оптимальное заземление. Кроме того, компактная компоновка значительно уменьшает связь между компонентами и токопроводящими дорожками в диапазоне частот вплоть до 1 ГГц. При этом обеспечивается легкая замена существующих разъемов без фильтров. Это делает данное предложение чрезвычайно удобным и дающим немедленный эффект.

Решить проблему ЭМС без фильтров для современного электронного оборудования более невозможно. Их применение требуют и все большая миниатюризация электроники, и рабочие частоты, стремящиеся вверх в диапазон ГГц. Также этого требует пересмотр стандартов ЭМС в сторону их ужесточения.

Электромагнитная совместимость не просто прихоть или желание выполнить требования норм и стандартов. Это признак качества, на которое пользователь продукта имеет право. Тем не менее проблема ЭМС часто является такой инженерной задачей, при решении которой приходится балансировать между ее оптимальным выполнением и затратами времени на ее решение. Для того чтобы предоставить пользователям возможность оптимально проектировать линии связи, в частности рассмотренный в статье в качестве примера интерфейс USB, компания Würth Elektronik готова предложить не только все необходимые для этого компоненты, но и свой большой, накопленный в этом вопросе опыт.

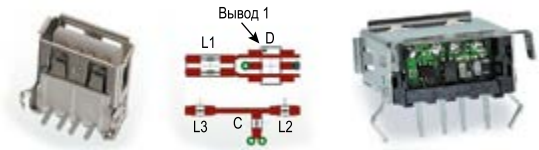


Рис. 20. **USB-розетка со встроенным фильтром обеспечивающим ЭМС**

ЛИТЕРАТУРА

1. Робертс С. Решения проблемы пульсаций и помех DC/DC-преобразователей: входная и выходная фильтрация//Компоненты и технологии. 2015. № 8.

2. Рентюк В. Решение проблемы магнитного экранирования на примере материалов компании Würth Elektronik//Компоненты и технологии. 2015. № 8.

3. Зауэрвальд М. Десять советов для успешного проектирования автомобильной электроники с выполнением требований по ЭМС/ЭМП// Компоненты и технологии. 2016. № 4.

4. Ле Февр П. Электропитание и проблемы электромагнитной совместимости оборудования при работе в медицинских средах//Компоненты и технологии. 2016. № 5.

5. Рентюк В. Практические вопросы применения ИМС изолированного интерфейса в части выполнения требования по электромагнитной совместимости//Компоненты и технологии. 2015. № 4.

6. Zenkner H. The USB Interface from EMC Point of View. ANP024B, Würth Elektronik 2016–08–09. www.we-online.com/web/en/electronic_components/produkte_pb/application_notes/usbeple.php

7. WE-CBF SMD EMI Suppression Ferrite Bead. Würth Elektronik. www.katalog.we-online.de/pbs/datasheet/742792651.pdf

8. WE-CNSW SMD Common Mode Line Filter. Würth Elektronik. www.katalog.we-online.de/pbs/datasheet/744232090.pdf

9. TVS Diode Array WE-TVS. Würth Elektronik 2010–01–27. www.katalog.we-online.de/pbs/datasheet/82400102.pdf

LAN-ТРАНСФОРМАТОР: КАК ПРАВИЛЬНО ВЫБРАТЬ И ИСПОЛЬЗОВАТЬ

ХАЙНЦ ЦЕНКНЕР (Heinz Zenkner), д. т. н.
Перевод: **ВЛАДИМИР РЕНТЮК**

Ethernet-трансформатор (или LAN-трансформатор) является промежуточным звеном между устройством и Ethernet-кабелем, при этом обеспечивая безопасную гальваническую развязку и согласование полного сопротивления. Однако сам компонент должен передавать и данные с полосой пропускания, соответствующей скорости до 1 Гбит/с без значительного ослабления отправляемых и принимаемых сигналов. Но в связи с развитием «Индустрии 4.0» все больше усиливается тенденция применения технологии Wi-Fi, соответственно, технические требования к интерфейсу проводной локальной сети становятся все более строгими. Какие параметры необходимо знать разработчику, чтобы выбрать нужный компонент и где наиболее заметны различия в качестве? В чем преимущество нового сетевого трансформатора серии WE-LAN AQ копании Würth Elektronik? В статье даны не только подробный ответ на основе технических характеристик трансформатора, но и ряд важных советов по его применению, что позволяет достичь максимальной производительности системы.

ВВЕДЕНИЕ

LAN-, или Ethernet-трансформаторы используются для следующих целей:

- Защита оборудования от переходных процессов, возникающих вследствие наводки синфазных помех, от внешнего источника в тракте между микросхемой интерфейса и кабелем приемопередатчика, причем такие помехи могут быть как от внешнего устройства, так и от взаимного влияния проводов внешней кабельной проводки и негативно воздействовать на электронику в приборе.
- Обеспечение гальванической изоляции (развязки) оборудования от кабеля и правильной организации питания по технологии PoE (Power Over Ethernet — передача сигналов и питания по общему Ethernet-кабелю).
- Адаптация импеданса внутренних цепей к волновому сопротивлению витых пар кабеля, обеспечивающая таким образом целостность сигнала (signal integrity — наличие достаточных для безошибочной передачи качественных характеристик электрического сигнала) и облегчающая его формирование для передачи или приема.

Однако организация Ethernet-интерфейса выполняется не только путем выбора и использования соответствующего трансформатора, здесь требуются и дополнительные компоненты. В связи с чем есть два подхода для интеграции такого интерфейса в то или иное конечное устройство. Это использование готового модуля или проектирование собственной схемы на дискретных компонентах. Интегрированные модули и дискретные решения имеют как преимущества, так и недостатки.

Что касается первого подхода к решению задачи, на рынке уже имеются модули с полностью интегрированной технологией сопряжения, известные как Integrated Connector Modules или ICM. ICM-модули работают с высокоскоростными сигналами, очень просты в применении, решают проблему ЭМС и, что немаловажно, гарантируют, что схема априори соответствует стандартам Ethernet. Они весьма компактны и помогают сэкономить столь ценное пространство на плате, поскольку оптимально сочетают все многочисленные компоненты.

Если же для использования между микросхемой физического уровня и разъемом интерфейса RJ-45[1] выбран не отдельный модуль, а собственное решение, то вся необходимая защита от электромагнитных помех (ЭМП) и решение далеко не простого вопроса электромагнитной совместимости (ЭМС) [1] полностью ложится на плечи разработчика, поскольку выбор компонентов, компоновка (ориентация и взаимное расположение) и подключение на печатной плате (разводка) оставлены на его, разработчика, личное усмотрение и ответственность. Здесь, естественно, потребуется намного больше проектных работ, но дискретная версия будет дешевле, и для особых требований может быть обеспечена электрическая прочность изоляции до 6 кВ.

СИСТЕМНОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ

Если, взвесив все «за» и «против», пользователь все же остановился на дискретной структуре, то данный выбор мы можем смело назвать «хороший сетевой трансформатор». Разберемся, каковы его критические параметры.

Интерфейс должен рассматриваться не сам по себе, а вместе с подключаемым кабелем. Импеданс, или, точнее, волновое сопротивление UTP-кабеля (Unshielded Twisted Pair — неэкранированный кабель с витыми парами), составляет 100 Ом, а для STP-кабеля (Shielded Twisted Pair — экранированный кабель с витыми парами) — 150 Ом (1000BASE-T: IEEE 802.3, раздел 39 [6]). При использовании фирменных кабелей категории 5e, 6 и 6a нам доступны как экранированные, так и неэкранированные версии, а вот категории 7 и 7a — всегда экранированные. Схема сопряжения в устройствах в значительной степени традиционная, другими словами, широко распространенная. Ее блок-схему иллюстрирует рис. 1.

Сетевой трансформатор обеспечивает гальваническую развязку

[1] RJ-45 — это стандартизированный физический сетевой интерфейс, предназначенный для соединения телекоммуникационного оборудования. Зачастую названия стандарта ошибочно используются для обозначения разъема. Для его подключения имеется разъем типа 8P8C. — *Прим. пер.*

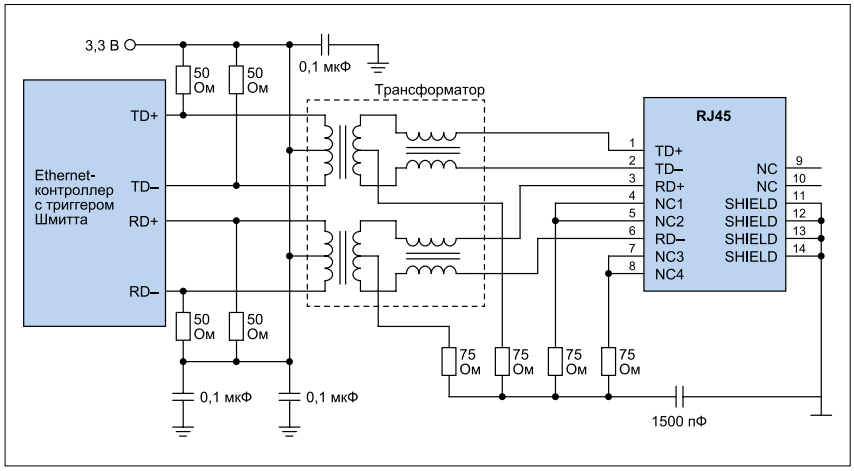


Рис. 1. **Типичная структура сопряжения Ethernet-интерфейса**

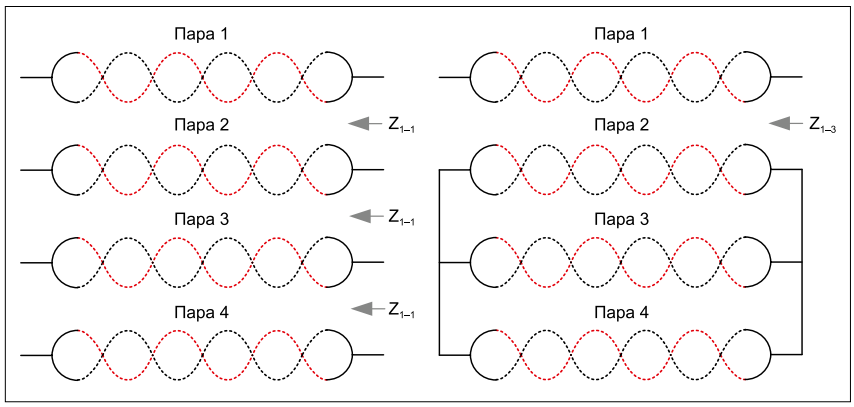


Рис. 2. **Разная комбинация проводов приводит к различиям при определении импеданса**

по напряжению постоянного тока между электроникой платы и сетевым кабелем. Средний вывод изолированной обмотки трансформатора заканчивается нагрузочным резистором с номинальным значением сопротивления 75 Ом и конденсатором с типичным значением емкости в пределах 1000–2000 пФ и подключается к заземлению шасси. Конденсатор должен быть рассчитан на рабочее напряжение не менее 2 кВ, то есть иметь рейтинг Y-конденсатора. Терминирование (окончание) по методу Роберта Смита (“Bob Smith” termination, патент 1990-х гг.) предназначено для уменьшения помех, вызванных синфазными токами, а также для снижения восприимчивости к помехам от неиспользуемых пар проводов на клеммах разъема интерфейса RJ-45. Роберт Смит предложил для этого нагрузку с импедансом приблизительно 145 Ом, каждую на пару проводов.

Наличие на рынке разнообразных типов кабелей с различными волновыми сопротивлениями привело к изменениям в выборе номиналов нагрузочных резисторов, которые должны соответствовать конкретному типу кабеля. Но поскольку из-за скручивания кабели не имеют постоянного волнового сопротивления по всей своей длине, в схему согласования были добавлены и синфазные дроссели. Однако, к сожалению, эти дроссели не могут исправить отклонения в согласовании импедансов, хотя, несомненно, улучшают ЭМС. Так что, если пользователь посмотрит на базовые схемные решения, то все равно сможет найти согласующие резисторы в 75 Ом, которые однажды предложил Роберт Смит.

Роберт Смит исследовал только кабель CAT5 и основывался на том, что витые пары линий передачи должны рассматриваться как изолированные. Но это в корне неправильно: при оценке импеданса линий, из-за наличия перекрестной связи, необходимо учитывать взаимное влияние других линий в кабельной связке.

Так как же измеряется волновое сопротивление кабеля? Если одна пара рассматривается относительно трех других открытых пар, то результат равен 100 Ом. Напротив, если пара рассматривается относительно трех соединенных пар, мы получаем импеданс 70 Ом (рис. 2). Поэтому всегда следует учитывать импеданс, рассматривая всю систему, но, поскольку провода влияют друг на друга, мы получаем в совокупности 145 Ом, которые и использовались Робертом Смитом в качестве эталона, но этот импеданс не может быть прямо определен ни в одной из комбинаций проводов.

Одним из параметров, который существенно влияет на перекрестные помехи в кабеле, является степень скручивания (шаг скрутки, или свивки). Каждая из четырех пар в кабеле CAT5, для того чтобы минимизировать перекрестные помехи между парами, имеет разный коэффициент скрутки. К сожалению, этот параметр не определен в стандарте. Как правило, значения на один переход составляют 1–2 см, то есть 50–100 скруток на 1 пог. м. Поскольку степень скручивания влияет на длину используемых в кабеле проводов, а следовательно, и на стоимость кабеля, можно представить, в каком направлении движется тенденция.

Проведенные детальные лабораторные измерения показывают, что правильное сопротивление нагрузки на среднем отводе трансформатора составляет около 53 Ом, что обеспечивает наилучшее (самое высокое) значение для обратных потерь. Оно согласуется с синфазным импедансом кабеля 75 Ом.

В силу своей природы кабели CAT6 имеют более высокое синфазное сопротивление. Это вытекает из существенных отличий в их конструкции от кабеля CAT5 (рис. 3).

Благодаря именно такой конструкции волновые сопротивления оказываются более равномерными по отношению друг к другу и по длине кабеля. В конце концов, согласующий импеданс в любом случае должен быть согласован с типом кабеля системы и всеми эффектами или

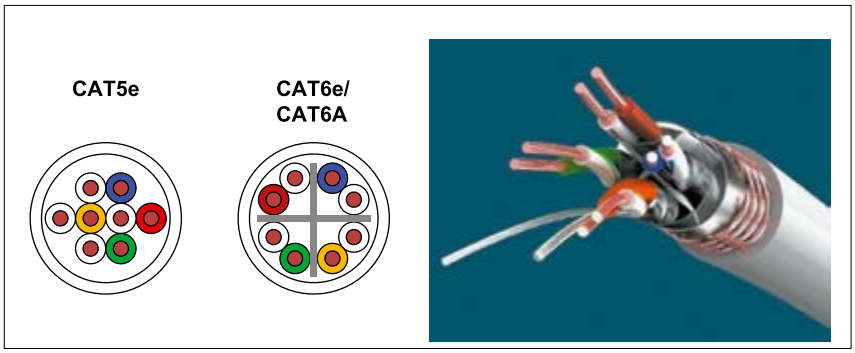


Рис. 3. **Различия в структурах кабелей CAT5e и CAT6e/A**

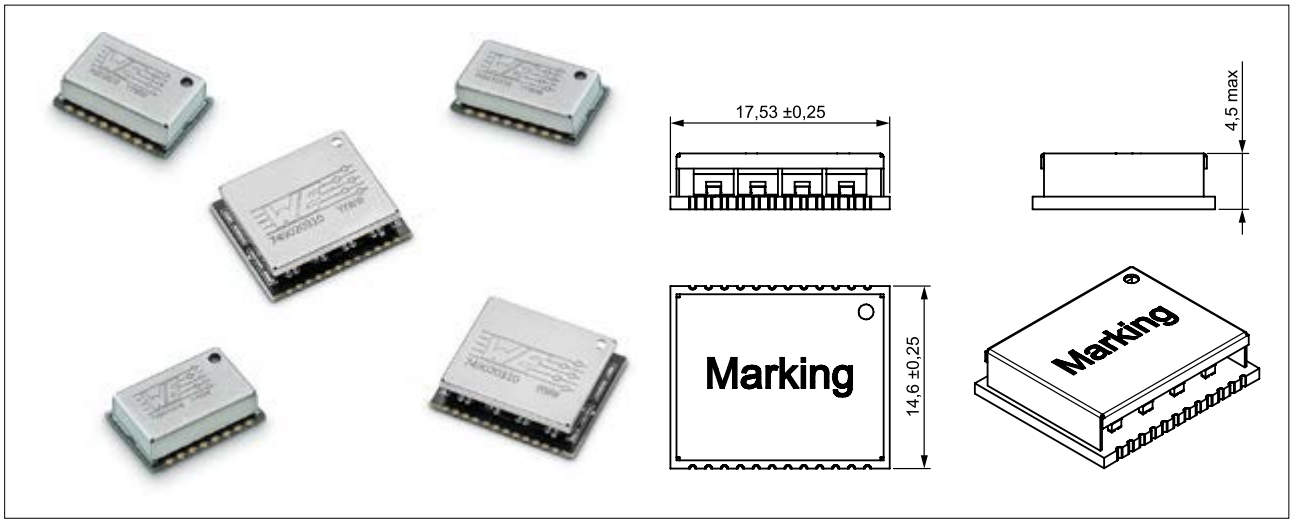


Рис. 4. **Внешний вид и габаритные размеры LAN-трансформатора серии WE-LAN AQ компании Würth Elektronik**

различиями, что очень трудно измерить на практике — одна возможность состоит в измерении частоты ошибок по битам, то есть оценки целостности сигнала, о чем мы говорили ранее.

LAN-ТРАНСФОРМАТОР И ЕГО ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Новые сетевые LAN-трансформаторы серии WE-LAN AQ [2], уже коммерчески доступные от компании Würth Elektronik, представляют собой экономически эффективные, надежные и устойчивые к жестким воздействиям окружающей среды компоненты. Благодаря полностью автоматизированному изготовлению компания гарантирует заданную производственную повторяемость их характеристик и неизменно высокое качество, как и для всей ее остальной продукции. На рис. 4 показан внешний вид и размеры трансформатора WE-LAN AQ 749020310, который можно использовать для 1000 Base-T. Стоит обратить внимание, что максимальная высота трансформатора составляет всего 4,5 мм! Технические характеристики приведены в таблице. Для получения полных данных можно обратиться к [3, 4].

Серия трансформаторов WE-LAN AQ компании Würth Elektronik отличается высокими электрическими характеристиками и, как уже было сказано, их повторяемостью при серийном производстве. Это позволяет проектировать высокопроизводительные Ethernet-интерфейсы, чьи характеристики также могут быть гарантированы при массовом серийном выпуске. При выборе трансформаторов сопряжения локальной сети следует учитывать следующие моменты:

- Перекрестные помехи. Важным параметром любой кабельной системы является перекрестная связь (Crosstalk — взаимное проникание сигнала одного канала в другой) между проводами (линиями), создающими помехи между каналами передатчика и приемника. Перекрестные помехи вызваны взаимодействием электромагнитных полей, генерируемых соседними сигналами, когда они распространяются вдоль линий передачи и устройств. Они могут привести к проблемам во время испытаний на соответствие требованиям ЭМС. Трансформаторы с экранированием между двумя каналами сводят к минимуму перекрестные помехи и обеспечивают их дополнительное ослабление на 10 дБ.
- Вносимые потери (Insertion loss) представляют собой оценку потери энергии передачи на пути прохождения сигнала от источника к нагрузке и, таким образом, являются частью энергии передаваемого сигнала, которая теряется в системе между входом и выходом и, следовательно, напрямую связана с типом используемого кабеля и/или его длиной.
- Обратные, или возвратные, потери, называемые еще «потери на отражение» (Return loss), — это значение отраженной мощности на границе

Таблица. **Электрические характеристики LAN-трансформатора WE-LAN AQ (749020310)**

Характеристика	Условное обозначение	Условия измерения	Значение	Единица измерения	Погрешность
Индуктивность	L	100 кГц/100 мВ, ток 8 мА	350	мкГн	min
Номинальный ток*	I_R	100 кГц/100 мВ	800	мА	max
Испытательное напряжение изоляции	U_T	Длительность 1 мин	1500	В (с.к.з.)	
Коэффициент трансформации	n		1:1		
Вносимые потери	IL	500 кГц – 100 МГц	–1,1	дБ	max
Обратные потери	RL	1–30 МГц	–18	дБ	min
Обратные потери	RL	30–60 МГц	–14,4	дБ	min
Обратные потери	RL	50 МГц	–13,1	дБ	min
Обратные потери	RL	60–80 МГц	–12	дБ	min
Перекрестное затухание	CT	1–100 МГц	–35	дБ	min
Отношение дифференциального сигнала к синфазному**	CCMR	1–60 МГц	–35	дБ	min
Отношение дифференциального сигнала к синфазному	CCMR	60–100 МГц	–30	дБ	min

Примечания. *Норма вводится в действие с 06.06.2019 [4].
**Минимальные значения этого параметра остаются неизменными и не связаны с коэффициентом подавления синфазного сигнала (CMRR).

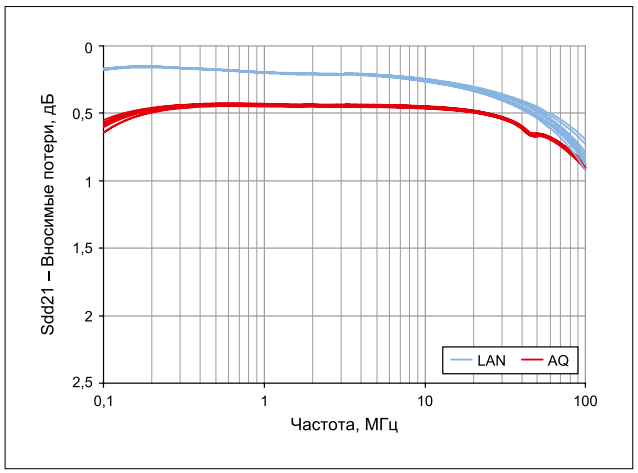


Рис. 5. **Сравнение трансформаторов по вносимым потерям в диапазоне частот 100 кГц – 100 МГц**

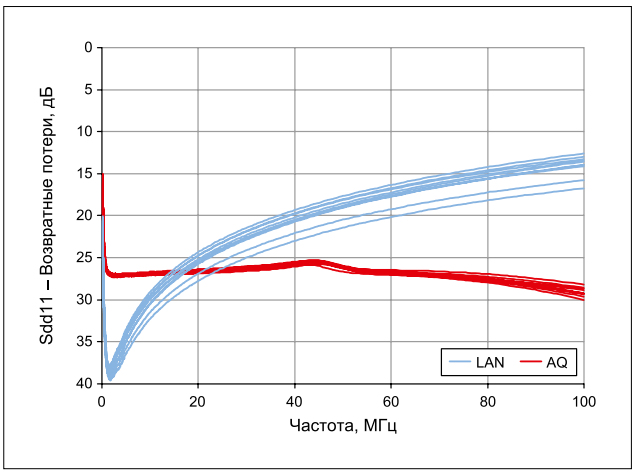


Рис. 6. **Сравнение трансформаторов по возвратным потерям в диапазоне частот 100 кГц – 100 МГц**

раздела, они связаны с наличием неоднородностей на пути прохождения сигнала. Более высокое отрицательное значение дБ для обратных потерь представляет собой более низкую отраженную мощность и, таким образом, меньшую потерянную мощность и более высокую прямую (полезную) мощность при передаче сигнала в системе связи. Проще говоря, например, возвратные потери –16 дБ лучше, чем –10 дБ. Возвратные потери на системном уровне для интерфейса RJ-45 также определяет стандарт Ethernet IEEE 802.3 [6]. Стандарт гласит, что интерфейс должен соответствовать волновому сопротивлению UTP-кабеля, которое принято равным 100 Ом, а возвратные потери по отношению к приемнику 1000BASE-SX не должны превышать 12 дБ. В общем, обратные потери определяют степень соответствия между волновым сопротивлением кабеля и импедансом его нагрузки. Диапазон импеданса нагрузки, чтобы обеспечить работу в широком диапазоне типов UTP-кабелей, должен находиться в пределах 85–115 Ом. Что касается измерения, для интерфейсов Fast Ethernet (FE) они проводятся в диапазоне частот 1–80 МГц, а для интерфейсов Gigabit Ethernet (GbE) — в диапазоне 1–100 МГц.

– Подавление синфазного сигнала (Common mode rejection) — способность подавлять сигнал с одинаковыми значениями амплитуды и фазы, присутствующий по той или иной причине на обоих входах относительно «земли». Этот сигнал, который обычно является результатом наведенных помех или рассогласования нагрузки в проводах одной пары, генерирует небольшое дифференциальное напряжение ошибки на входе приема сигнала Ethernet. Такая помеха усиливается вместе с полезным сигналом в контроллере и неизбежно приводит к ошибкам в битах (частота ошибок в битах увеличивается), что, соответственно, сказывается на целостности сигнала. Трансформатор является ключевым компонентом для снижения синфазных помех до минимума.
– Уменьшение отношения дифференциального сигнала к синфазному. Даже если идеально сбалансированный источник сигнала посылает идеально сформированный дифференциальный сигнал, то в случае, если два тракта прохождения сигнала в трансформаторе не идентичны, что неизбежно, поскольку выполнить полностью идентичные обмотки технологически невозможно, сигнал будет в некоторой степени «разбалансированным». Эта асимметрия может не только привести к проблемам с электромагнитной совместимостью, но и при большом рассогласовании значительно увеличить частоту ошибок по битам и, следовательно, негативно влиять на целостность сигнала. Данный процесс называется «преобразование дифференциального сигнала в синфазный». Измеряемый параметр — это отношение дифференциального сигнала к синфазному (differential to common mode rejection ratio, DCMR) и представляется в дБ.

Графики результатов измерений, приведенные на рис. 5–9, показывают рассмотренные выше электрические параметры для LAN-транс-форматоров серии WE-LAN AQ по сравнению с обычными сетевыми трансформаторами. Измерения проводились на десяти образцах, каждый

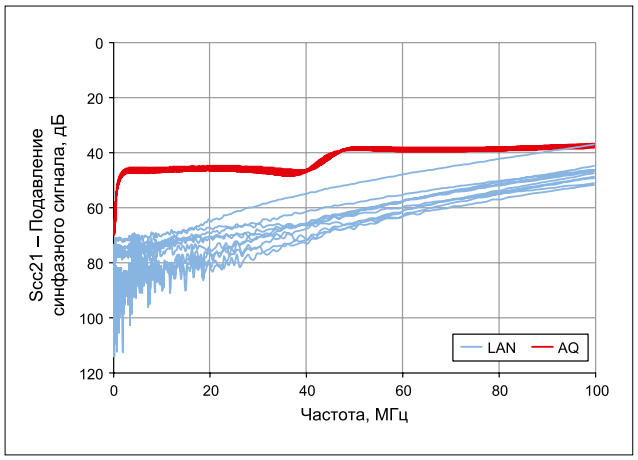


Рис. 7. **Сравнение трансформаторов по подавлению синфазного сигнала в диапазоне частот 100 кГц – 100 МГц**

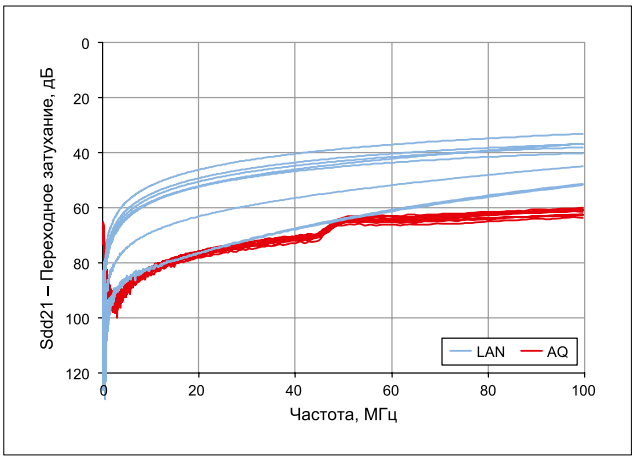


Рис. 8. **Сравнение трансформаторов по переходному затуханию в диапазоне частот 100 кГц – 100 МГц**

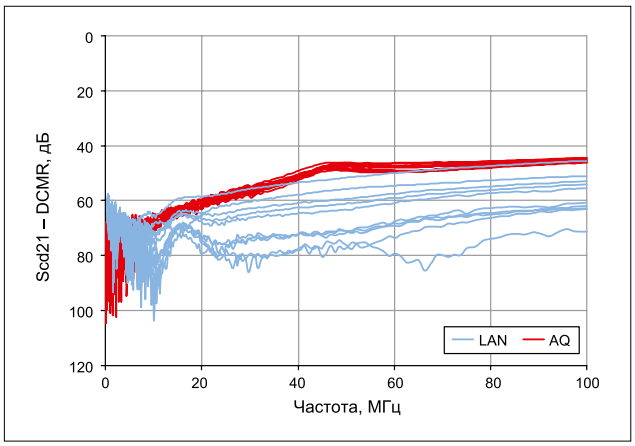


Рис. 9. **Сравнение трансформаторов по ослаблению (преобразованию) дифференциального сигнала через отношение дифференциального сигнала к синфазному (DCMR) в диапазоне частот 100 кГц – 100 МГц**

из которых был взят из разных производственных партий. Красные кривые на всех графиках представляют серию WE-LAN AQ.

Приведенные графики ясно показывают, что трансформаторы серии WE-LAN AQ имеют намного более низкий разброс по основным параметрам, чем обычные сетевые трансформаторы, а также по сравнению с ними отличаются и более высокими электрическими характеристиками. Тем не менее трансформатор — это только полдела. Компоненту для выполнения требований по ЭМС нужна соответствующая области применения среда, которая должна учитывать, в частности, следующие моменты:

- столь же высокое качество всех остальных компонентов в схеме интерфейса, как и у трансформатора;
- соответствующая области применения разводка и компоновка печатной платы (необходимо принимать во внимание импедансы, перекрестные помехи, симметрию, изоляцию слоев платы);
- соответствующий корпус и опорная плоскость заземления;
- соответствующий разъем RJ-45 (экранирование и заземление при необходимости);
- развязка устройства от источника питания.

С учетом перечисленных дополнительных моментов трансформатор WE-LAN AQ обеспечивает гальваническую развязку, защиту, надежную фильтрацию и постоянную поддержку целостности данных. Кроме описанного в настоящей статье трансформатора, компания Würth Elektronik в серии предлагает вариант WE-LAN AQ 749020310 [2], предназначенный для менее скоростных линий локальных сетей [3].

Дополнительная информация о продуктах компании Würth Elektronik доступна по ссылкам [7, 8].

ЛИТЕРАТУРА

1. Рентюк В. Электромагнитная совместимость: проблема, от решения которой не уйти//Компоненты и технологии. 2017. № 7.

2. WE-LAN AQ Transformer. www.katalog.we-online.com/en/pbs/WE-LANAQ#vs_t1:1

3. WE-LAN AQ 1000 Base-T SMT Transformer. www.katalog.we-online.com/pbs/datasheet/749020310.pdf

4. WE-LAN AQ 1000 Base-T SMT Transformer. www.katalog.we-online.com/pbs/datasheet/749020310.003.000_valid_from_2019–06–06.pdf

5. WE-LAN AQ 10/100 Base-T SMD Transformer 1 Port. www.katalog.we-online.com/pbs/datasheet/749010310.pdf

6. IEEE Standard for Ethernet SECTION THREE. www.3utelecom.de/wp-content/uploads/2016/10/802.3–2015_SECTION3.pdf

7. www.we-online.com/lantastic

8. www.we-online.com/books

КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ КАК КЛЮЧЕВЫЕ КОМПОНЕНТЫ В СИСТЕМАХ БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ

ЙОРГ ХАНТШЕЛ (JÖRG HANTSCHEL), Würth Elektronik

Почему вопрос о повышении коэффициента передачи беспроводной энергии не снят с повестки дня, хотя этот технический принцип известен уже более 120 лет? Ответ на этот вопрос достаточно прост: за последние два года существенно изменилось поведение и ожидания пользователей смартфонов и планшетов.

Пользователи постоянно отправляют почтовые сообщения, обмениваются информацией, выкладывают фотографии и видеоролики в социальных сетях, играют в онлайн-игры. Смартфонам многих пользователей не хватает одной зарядки аккумулятора на весь день, т. к. большие дисплеи с высоким разрешением и графикой HD-формата, быстродействующие процессоры потребляют огромное количество энергии. Общественные станции беспроводной зарядки позволяют решить эту проблему. Например, пользователь может зарядить смартфон, положив его на ресторанный стол, оснащенный беспроводным зарядным устройством. Переносное зарядное устройство должно быть простым в использовании и легким, быстродействующим и эффективным, а его рабочие характеристики – не уступать характеристикам стандартных проводных устройств.

Технология, хорошо адаптированная под нужды пользователей, получает применение во многих других новых приложениях. Например, известно, что контакты зарядного устройства для медицинской техники быстро корродируют под воздействием жидких дезинфекционных средств. Применение беспроводной технологии позволяет избежать этого эффекта, а также загрязнения поверхности медицинских инструментов. Более того, в условиях эксплуатации промышленного оборудования, где часто наблюдается высокая концентрация пыли, грязи и воспламеняющиеся вещества, беспроводные источники питания позволяют избежать рисков и проблем управления качеством из-за плохих контактов зарядных устройств.

ТРИ ОСНОВНЫХ СТАНДАРТА

Успех решения зависит, разумеется, от совместимых со стандартом протоколов, которые применяются в передающих и принимающих устройствах. Следовательно, технология станет востребована, если устройства смогут заряжаться на любой совместимой со стандартом станции независимо от того, какой компанией они были изготовлены. Мы кратко рассмотрим существующие протоколы стандартов и технологию, которая находится в их основе.

СТАНДАРТ QI КОНСОРЦИУМА WPC

- Передача энергии через индуктивную связь на короткое расстояние, как правило, осуществляется в диапазоне 1 мм.
- Передающим (Tx) и принимающим (Rx) устройствами являются катушки индуктивности, взаимодействующие через магнитное поле.
- Магнитное поле сосредоточено в небольшой области между передающей и принимающей катушками.
- Один передатчик одномоментно обеспечивает питание одного приемника.
- Разные классы мощности, например 5 и 15 Вт. Планируется создание устройств, рассчитанных на мощность 2,5 кВт.
- Диапазон рабочей частоты: 100–205 кГц.
- Катушки индуктивности представляют собой проволоку, намотанную на феррит, или проводники на печатной плате.
- Qi (частоты 100–205 кГц) – самое известное решение на рынке для 230 видов устройств, соответствующих этому стандарту.
- Объем продажи устройств, отвечающих требованиям этого стандарта, во всем мире составляет около 16 млн шт.

СТАНДАРТ ДЛЯ СЛАБОСВЯЗАННОЙ БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ ОТ АЛЬЯНСА A4WP

- Передающая катушка обеспечивает питание на резонансной частоте с приемной катушкой. Приемник настраивается на резонансную частоту для наиболее эффективного получения энергии. Это явление называется магнитным резонансом.
- Питание подается на большое расстояние по оси z – как правило, на 50 мм.
- Не требуется точного размещения приемника по вертикали и горизонтали.
- Один передатчик может одномоментно подавать питание более чем одному приемнику.
- Планируется классификация по мощности для смартфонов и планшетов. На текущий момент предусмотрены классы мощности до 22 Вт.
- Частотный диапазон для зарядки энергии составляет 6,78 МГц (ISM-полоса).
- Частотный диапазон для передачи данных: 2,4 ГГц (LP Bluetooth).
- Стандарт не утвержден. На рынке еще отсутствуют соответствующие коммерческие изделия.
- Нет совместимости с WPC или PMA.

СТАНДАРТ АЛЬЯНСА PMA (POWER MATTERS ALLIANCE)

- Схожее решение со спецификацией WPC – используется индуктивная связь на малом расстоянии.
- Некоторые зарядные устройства и их адаптеры совместимы с устройствами

PMA и WPC, например со смартфонами, но это не значит, что оба стандарта определяют одну и ту же технологию.

– В решениях PMA используется другой протокол и другая частота передачи, чем в случае с WPC.
– Характеристика протокола и частотный диапазон доступны для использования только членами альянса PMA.
– Отсутствует прямая совместимость с WPC или A4WP.

Некоторые производители полупроводников, например компании IDT и Texas Instruments, выпускают чипсеты, которые могут работать с обоими стандартами – WPC (Qi) и PMA. Эти чипсеты распознают тип катушек индуктивности и приемопередатчики рядом либо на стороне передатчика, либо приемника. Кроме того, эти устройства можно настраивать на передачу энергии в диапазонах частоты, определяемых стандартами Qi и PMA.

В настоящее время совершенствование этих спецификаций диктуется потребительским рынком и ограничивается решениями мощностью до 20 Вт. Только спецификация WPC предусматривает уровень мощности до 2,4 кВт для таких приложений, например, как беспроводное кухонное оборудование. Решения, соответствующие классам с уровнями мощности 200, 800 Вт и 2,4 кВт, получат широкое распространение в промышленном, медицинском и потребительском сегментах.

Более того, на рынке предлагается немало заказных решений со специфическими значениями номинальной мощности. Большинство таких систем на основе катушек индуктивности востребовано в промышленном оборудовании и в зарядке больших батарей. По большей части, эти решения построены на основе индуктивной связи и выпускаются малыми или средними сериями, которые не совместимы друг с другом, требуют аттестации и сертификации. В этой статье не рассматриваются решения по беспроводной зарядке электромобилей.

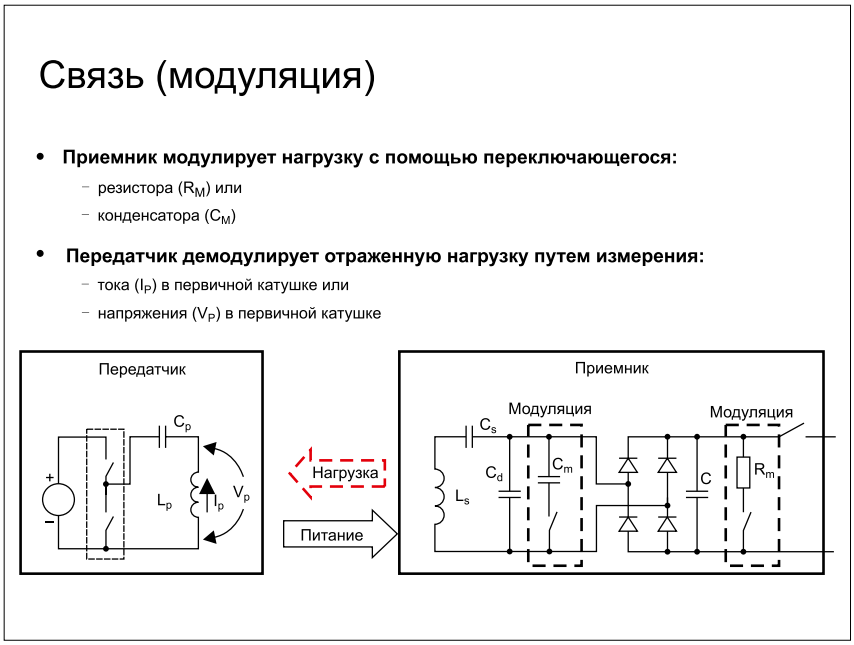


Рис. 1. **Принципы работы стандарта WPC Qi**
Источник: Wireless Power Consortium 2012



Рис. 2. **Плата передатчика bq500211AEVM-210 от Texas Instruments**
Источник: фото Würth Elektronik

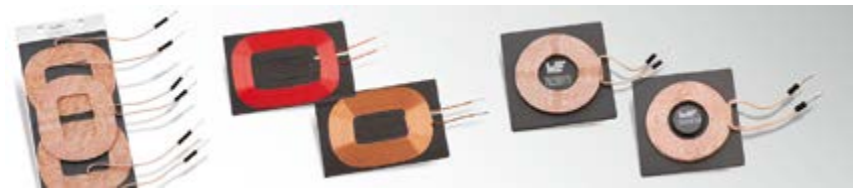


Рис. 3. **Передающая и принимающая катушки индуктивности, поддерживающие стандарт WPC Qi**
Источник: фото Würth Elektronik

СИСТЕМА QI

Какова структура стандарта WPC Qi? Это решение для устройств малой мощности определяет устройство, которое передает мощность величиной 5 Вт в катушку приемника. Передатчик и приемник поддерживают связь друг с другом по специальному протоколу управления питанием (см. рис. 1). Энергия передается между катушками при частоте 100–205 кГц. Приемник запрашивает требуемое количество энергии у передатчика, и передатчик реагирует на этот запрос. Передача энергии контролируется и регулируется системой управления питанием. Если приемник прекращает получать энергию, эта система переходит в режим ожидания. Производители полупроводников предоставляют разработчикам отладочные комплекты и исходные проекты.

Например, на рисунке 2 показана плата передатчика bq500211AEVM-210 от Texas Instruments с катушкой индуктивности от Würth Elektronik (760308111).

Характеристики передающей и принимающей катушек индуктивности являются определяющими для предотвращения потерь при передаче энергии. Корректный выбор и установка этих катушек оказывает значительное воздействие на эффективность передачи (см. рис. 3).

КЛЮЧЕВЫЕ ФАКТОРЫ ПРИ ВЫБОРЕ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ

Рассмотрим основные факторы, которые определяют наилучшее решение,

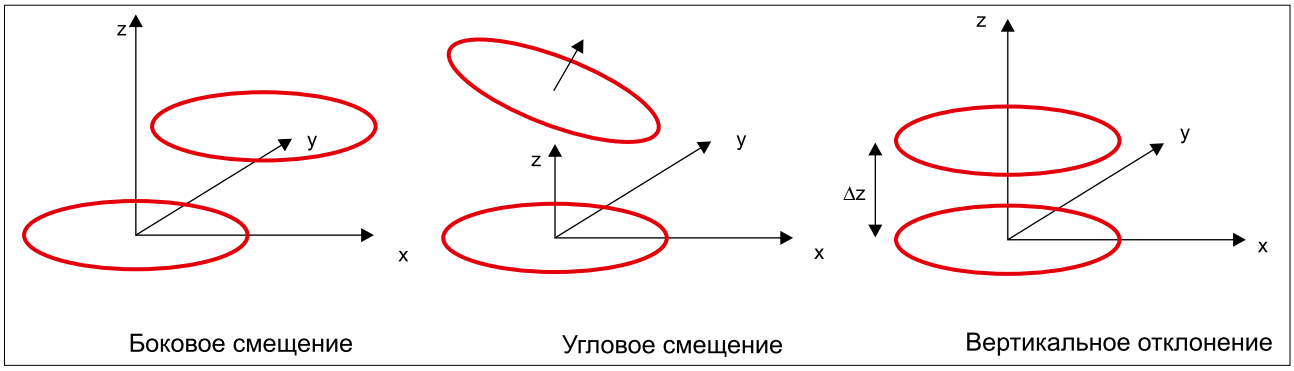


Рис. 4. **Виды неправильного относительного расположения передающей и принимающей катушек индуктивности**
Источник: презентация компании RRC power solutions

позволяющее минимизировать потери при передаче энергии.

Взаимное расположение катушек

Передающую и принимающую катушки следует выровнять относительно друг друга так, чтобы минимизировать потери. Например, боковые, угловые и вертикальные отклонения ухудшают передачу энергии (см. рис. 4).

Уровень связи и количество передаваемой энергии зависят от размера эффективной площади принимающей катушки в магнитном поле передающей катушки. Более того, эта связь также зависит от расстояния по оси z. Если оси катушек совпадают и это расстояние является минимальным, вероятнее всего, что потери при передаче тоже окажутся минимальными. В идеальном случае коэффициент связи равен 1. Это значит, что эффективные площади обеих катушек равны.

Коэффициент связи

Чтобы компенсировать потери, вызванные несоответствием в относительном расположении катушек, необходимо обеспечить высокую добротность и коэффициент связи. Коэффициент связи между передающей и приемной катушками определяется следующим образом:

$$k = \sqrt{k_1 \cdot k_2} = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}},$$

где L_1 и L_2 – собственные индуктивности катушек; M – взаимная индуктивность между катушками. Коэффициент добротности катушек зависит от омических потерь R_L и реактивного сопротивления X_L:

$$Q_L = \frac{X_L}{R_L} = \frac{w_0 L}{R_L}.$$

Коэффициент добротности воздушных катушек индуктивности с ферритовыми пластинами находится в диапазоне 100–300. Полное сопротивление катушки, в т. ч. омическое сопротивление проводов, зависит от множества факторов.

Поверхностный эффект

Увеличение плотности переменного тока от оси к поверхности проводника называется поверхностным эффектом. Этот эффект зависит от частоты переменного тока. При ее возрастании концентрация тока у поверхности проводника тоже увеличивается. Таким образом, на высоких частотах большая часть переменного тока смещается, или «выталкивается», к поверхности. Глубина проникновения тока δ описывается с помощью следующей формулы:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}},$$

где ρ – удельное сопротивление материала; ω – угловая частота; μ – эффективная магнитная проницаемость, например, 100.

Глубина проникновения, которая измеряется от внешнего диаметра к центру проводника, при частоте 50 Гц примерно равна 10,4 мм, на частоте 10 кГц – 0,73 мм, а при 100 кГц – 0,23 мм. Из этих расчетов становится очевидным, что из-за поверхностного эффекта уменьшается площадь, сквозь которую проходит ток, и, следовательно, возрастает сопротивление, которое оказывается току проводником. Чем больше сопротивление, тем выше потери энергии.

При использовании высокочастотных жил проводов в передающей и принимающей катушках потери энергии от поверхностного эффекта можно значительно уменьшить. ВЧ-провода состоят из тонких проволок, сплетенных в группы из двух или большего числа проводников. По каждому из них проходит часть всего тока. Такой прием позволяет минимизировать поверхностный эффект и, следовательно, эффективнее использовать передаваемую энергию.

Эффект близости

Еще одним фактором, который влияет на потери энергии в катушках индуктивности, является эффект близости. Этот эффект вызывает ограничение тока или его смещение в близко расположенных проводниках в результате утечки магнитного потока в каждом из проводников. Конфигурация из проволочных жил, технология намотки и правильно выбранная структура изоляции про-

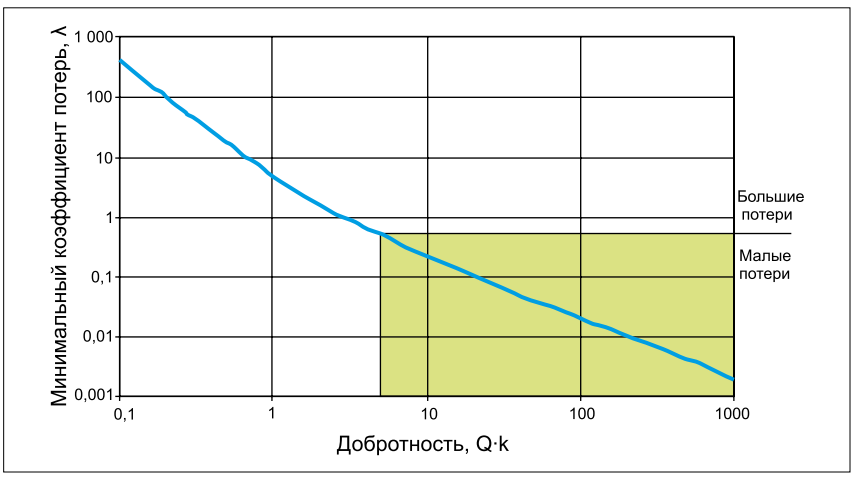


Рис. 5. **Взаимосвязь между коэффициентом потерь и добротностью**
Источник: Wireless Power Consortium 2012

водов позволяют уменьшить вихревые токи в катушках.

Коэффициент потерь

Беспроводная передача энергии ограничена коэффициентом потерь в системе. Коэффициент потерь λ определяется следующим образом:

$$\lambda = \frac{P_{ПОТ}}{P_{ВЫХ}}.$$

Это отношение отражает суммарные потери энергии относительно ее передаваемого количества. Главная цель – минимизировать этот показатель. Оптимальная конфигурация передающей и принимающей катушек позволяет свести потери к минимуму. Как бы то ни было, на этот показатель влияет коэффициенты добротности и связи системы в целом:

$$\lambda_{МИН} = \frac{2}{(kQ)^2}\left(1+\sqrt{1+(kQ)^2}\right).$$

Из этого уравнения видно, что произведение коэффициента добротности на коэффициент связи можно определить как добротность системы. Ухудшение коэффициента потерь, например из-за плохого коэффициента связи, можно компенсировать увеличением коэффициента добротности (см. рис. 5).

Конфигурация поля

Еще одним важным фактором, который существенно влияет на эффективность катушек, является конфигурация магнитного поля. Эта конфигурация определяет нежелательное излучение в окружающую среду. Оно оказывает очень большое влияние на эффективность системы. На рисунке 6 показано распределение напряженности магнитного поля и плотность магнитного потока в передающей и принимающей катушках в оптимальной конфигурации.

Очевидно, что магнитное поле выборочно ограничивается пространством между катушками и практически не влияет на окружение. Результаты моделирования плотности потока демонстрируют влияние ферритовой пластины. Магнитный поток сосредоточен внутри феррита. На рисунке 7 показана напряженность магнитного поля и плотность потока при боковом смещении катушек на 28%.

При таком отклонении магнитное поле и поток, главным образом, ограничены общей конфигурацией обеих катушек. Напряженность поля не растет в направлении z. Можно увидеть, что ферритовый экран ограничивает

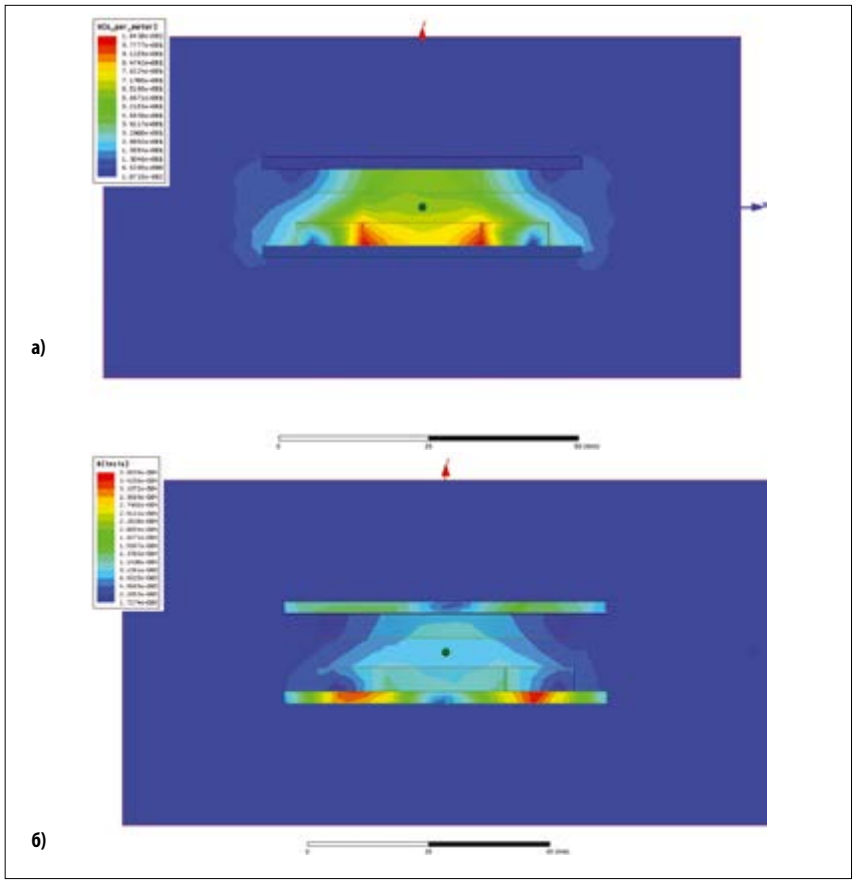


Рис. 6. **Результаты симуляции: а) напряженности магнитного поля; б) плотности магнитного потока в связанных катушках на ферритовых пластинах**
Источник: Würth Elektronik

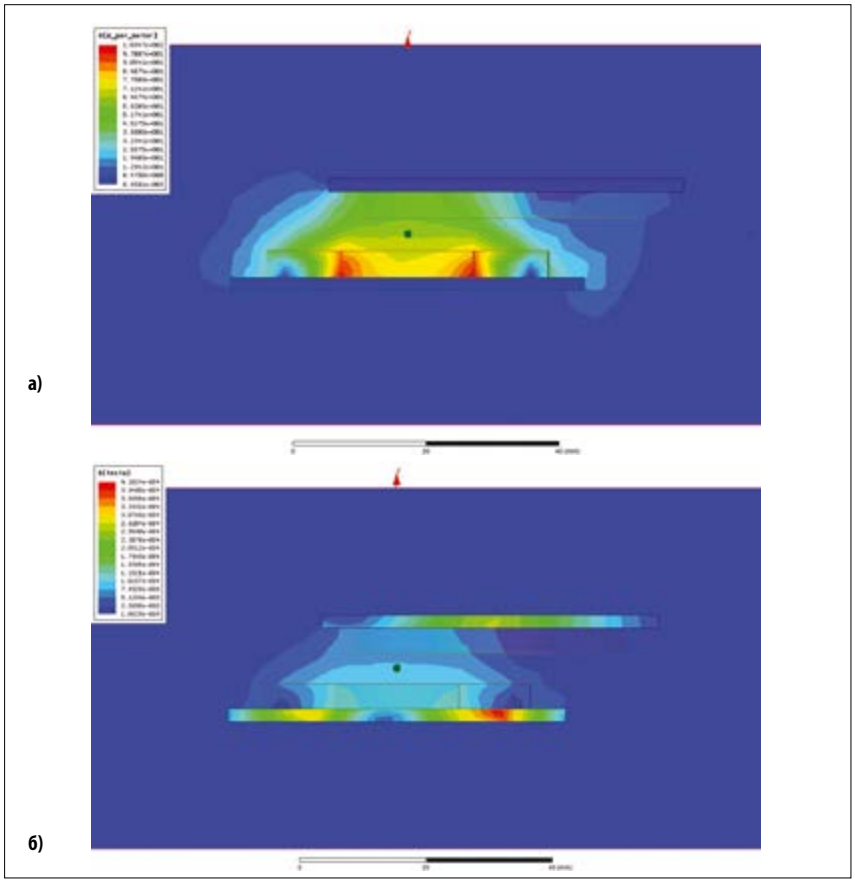


Рис. 7. **а) напряженность магнитного поля; б) плотность магнитного потока в связанных катушках при боковом отклонении**
Источник: Würth Elektronik

магнитное поле областью между катушками, и потому дополнительное экранирование не требуется.

Кроме того, стандарт Qi позволяет предотвратить возрастание потерь, обусловленное расцентровкой катушек. Например, если эффективность передачи энергии связи падает ниже 70%, блок управления питанием прекращает передачу.

Более того, форма, размеры и материалы передающей катушки подробно описаны в спецификации WPC Qi. Функциональная совместимость всей системы обеспечивается тем, что такие компоненты как передающие катушки, блок управления питанием и чипсет соответствуют требованиям этого стандарта. Сертификация Qi устройств включает проверку независимыми лабораториями совместимости новых изделий с уже сертифицированной продукцией.

На текущий момент предусмотрены 22 разных конструктивных исполнения передающих катушек. Эти решения делятся на два класса. К первому из них относятся катушки с ферритовыми пластинами и намотанной проволокой, а ко второму – платы с печатными катушками, или гибридные решения. В каждом классе катушки группируются по числу катушек (одна, массив), размерам, форме, напряжению и типу механизма управления (напряжение, коэффициент заполнения, частота). Кроме того, имеются катушки с размещенным в центре постоянным магнитом. Постоянный магнит позволяет автоматически центрировать очень легкие приемники на передающей катушке. Недостатком этого метода выравнивания является то, что этот постоянный магнит в магнитном поле катушки оказывает значительное влияние на добротность системы, т. к. внутри магнита образуются вихревые токи, на которые расходуется полезная энергия.

Конструктивные улучшения и оптимизация стандартных катушек

Паразитные сопротивления в катушках можно минимизировать с помощью высококачественных материалов, эффективной изоляции проволочных жил и оптимизации технологии намотки. Улучшения подобного рода позволяют, в конечном итоге, повысить добротность системы. Такие катушки улучшают работу промышленного и медицинского оборудования. Компания Würth Elektronik предлагает широкий ряд передающих и принимающих катушек, которые отвечают требованиям стандарта Qi при низком сопротивлении по постоянному току и высокой добротности.

ВЫВОДЫ

Эффективность беспроводной передачи энергии наиболее высока, если передача осуществляется в соответствии с четко определенной спецификацией. В частности, стандарт Qi предлагает разные способы оптимизации передачи энергии с помощью катушек. Выбор оптимальных катушек, тщательно продуманное проектирование системы и четкие рекомендации по установке устройства на передающей станции обеспечивают конкурентное преимущество производителю устройств.

Для улучшения рабочих параметров систем будущего поколения проводится работа по уточнению определений для оптимизации. Как бы то ни было, передающая и принимающая катушки индуктивности являются основными компонентами в системах беспроводной передачи энергии и теми компонентами, которые позволяют повысить эффективность всей системы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Alliance for Wireless Power//www.a4wp.org/technology.html.

2. Power Matters Alliance//www.powermatters.org.

3. RRC power solutions: Workshop: Basic principles of inductive energy transmission, Qi standard and system design. 2012.

4. Texas Instruments Evaluation Kit//www.ti.com.

5. Wireless Power Consortium//www.wirelesspowerconsortium.com/technology.

6. Würth Elektronik. Trilogy of Inductive Components. 2008.

7. Würth Elektronik. Datasheets 760308111, 760308201, 760308106.

8. Würth Elektronik. Wireless Power Coils//katalog.we-online.de/de/pbs/WE-WPCC.

КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ ДЛЯ СИСТЕМ БЕСПРОВОДНОЙ ЗАРЯДКИ

РАГХУ НАРАЙЯНАН (RAGHU NARAYANAN), Würth Elektronik

Беспроводная зарядка становится все более востребованной в новых смартфонах, планшетах и ноутбуках. По мере технологического развития в этом направлении можно с уверенностью предположить, что в будущем многие электронные устройства станут заряжаться или получать питание по беспроводной связи. Ожидается, что число производителей катушек для беспроводной зарядки и кристаллов для управляющих контуров увеличится в соответствии с растущим спросом. В статье рассматриваются критерии выбора катушек индуктивности компании Würth Elektronik для систем беспроводной зарядки.

ВВЕДЕНИЕ

Опыт показывает, что все более-менее известные технологии получили развитие благодаря потребительскому сегменту. Например, промышленная электроника и схожие рынки позаимствовали те наработки, которые были получены именно в потребительском сегменте, что позволило сократить время проектирования изделий. Мы рассмотрим методологию, позволяющую выбирать катушки для беспроводной зарядки, произведенные компанией Würth Elektronik eiSos, на демо-плате с ИС LTC4120 от Linear Technology.

ПРИНЦИП БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ

В системах беспроводной зарядки энергия поступает от передатчика в приемную катушку в соответствии с хорошо известным принципом индуктивной связи. Было установлено, что между двумя близко расположенными друг от друга цепями, резонирующими на одинаковой частоте, имеющими минимальные потери и поглощение (т. е. высокую добротность), энергия распространяется от передатчика к приемнику (см. рис. 1).

Чтобы система беспроводной зарядки была эффективной, передатчик и приемник должны работать на одинаковой частоте. При разных значениях индуктивности заряжающей и принимающей катушек необходимо также изменить параметры других соответствующих компонентов, чтобы резонансная частота была одинаковой. Мы продемонстрируем уникальное преимущество использования катушек от Würth Elektronik, используемых для беспроводной зарядки.

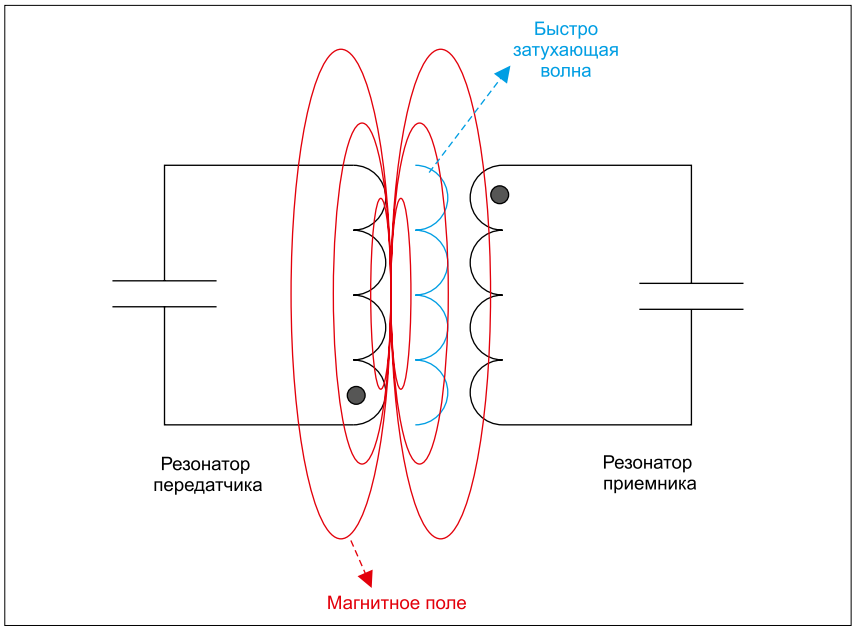


Рис. 1. **Принцип беспроводной передачи энергии**

КАТУШКИ ОТ WE ДЛЯ БЕСПРОВОДНОЙ ЗАРЯДКИ

Компания Würth Elektronik eiSos является членом консорциума WPC (Wireless Power Consortium) и альянса A4WP (Alliance for Wireless Power), который создал стандарт Rezence. Эта компания разработала катушки для беспроводной зарядки для приемной и передающей схем (см. рис. 2–3), которые отвечают требованиям проприетарного стандарта Qi. Рассмотрим несколько таких катушек.

Перечислим катушки для беспроводной зарядки от компании Würth Elektronik eiSos, которые мы рассмотрим в этой статье.

Катушки для передатчика

1. 760 308 111
2. 760 308 110



Рис. 2. **Катушки для приемника от WE**

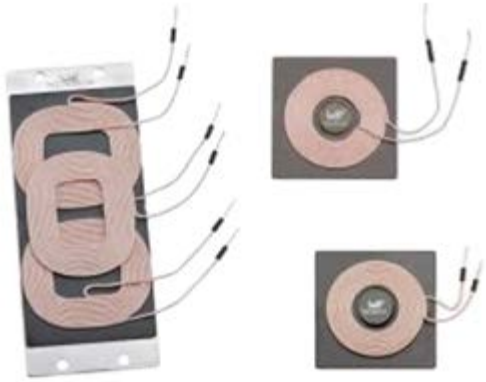


Рис. 3. **Катушки для передатчика от WE**



Рис. 4. **Демонстрационная плата приемника DC1967A с катушкой 760308101303 от WE**



Рис. 5. **Демонстрационная плата передатчика DC1968A с катушкой 760308101302 от WE**

3. 760 308 104 113
4. 760 308 101 302

Катушки для приемника

1. 760 308 201
2. 760 308 101 303

КОНТРОЛЛЕР ДЛЯ БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ

Мы рассмотрим ИС контроллера беспроводной связи LTC4120 от компании Linear Technology, в одном кристалле которого имеется приемник беспроводного зарядного устройства и 400-мА понижающее зарядное устройство. Этот контроллер применяется в составе демонстрационной платы DC1967A. Резонансная частота колебательного контура приемника составляет 127 кГц при согласованной настройке и 140 кГц – при его рассогласовании. Демонстрационная плата приемника DC1967A показана на рисунке 4.

Особенности контроллера LTC4120:

- функция динамического согласования управления (Dynamic Harmonization Control, DHC) позволяет оптимизировать работу беспроводного зарядного устройства в широком диапазоне значений коэффициента связи;
- широкий диапазон входного напряжения: 4,3–40 В;
- регулируемое напряжение холостого хода: 3,5–11 В;
- ток заряда батареи, программируемый с помощью одного резистора: 50–400 мА;
- точность напряжения обратной связи ±1%;
- точность программирования тока заряда: 5%;
- отсутствие ферритового сердечника в катушке.

Демонстрационная плата беспроводного передатчика (DC1968A) (см. рис. 5) является базовым передатчиком, который использует несинхронизованный мультивибратор. Его частота колебаний определяется резонансной частотой колебательного контура с катушкой, возбуждаемой от источника тока. Частота колебаний задана равной 130 кГц, но она меняется в зависимости от нагрузки на приемнике и коэффициента связи с катушкой приемника.

В еще одной версии передатчика, выпускаемого компанией Power by Proxi, имеются дополнительные преимущества – автоматическое обнаружение внешних объектов и малая потребляемая мощность в режиме ожидания.

Функция DHC контроллера LTC4120 регулирует частоту резонансного контура приемника с учетом резонансной частоты передатчика в зависимости от мощности, необходимой для батареи (нагрузки). Если связь между передающей и приемной катушками велика, резонансная частота приемника корректируется так, чтобы ограничить передаваемую мощность. Если же связь между этими катушками мала, частота резонанса приемника изменяется, чтобы увеличить принимаемую мощность.

Таблица 1. **Основные технические характеристики передающих катушек**

Номер компонента	Индуктивность, мкГн	Сопротивление по постоянному току, мОм	Добротность	Типоразмер	Ном. ток при 40°C, А
760 308 111	6,3	17	80	5353	13
760 308 110	24	7	180	5353	6
760 308 104 113	12	60	120	6052	6
760 308 101 302	5,3	33	100	Ø50	6

Таблица 2. **Основные технические характеристики приемных катушек**

Номер компонента	Индуктивность, мкГн	Сопротивление по постоянному току, мОм	Добротность	Типоразмер	Ном. ток при 40°C, А
760 308 201	10	160	50	3737	4,5
760 308 101 303	47	460	25	Ø26	1,4

Заметим, что контроллер ИС LTC4120 обеспечивает гальваническую развязку без помощи сердечников.

Характеристики катушек от Würth Electronik

Выше мы перечислили названия рассматриваемых катушек. Их технические характеристики представлены в таблицах 1–2.

РАССМАТРИВАЕМЫЕ ПАРАМЕТРЫ

Остановимся, прежде всего, на особенностях функционирования и возможностях контроллера беспроводного зарядного устройства LTC4120, а также на технических характеристиках катушек. Выше мы перечислили катушки, используемые в беспроводных передатчиках и приемниках, которые используются в составе плат DC1968A и DC1967A, соответственно. В одном из разделов выше мы кратко упомянули функции и особенности этих демонстрационных плат. Заметим, что для обеспечения хорошего синусоидального сигнала передатчика его катушка возбуждается от источника тока.

Как следует из спецификации для ИС контроллера LTC4120, идеальным соотношением при выборе значений индуктивностей L_X (катушка передатчика) и L_R (катушка приемника) является отношение 1:3. Однако значения индуктивности можно подобрать так, что катушка не окажется слишком большой (при использовании очень малой емкости конденсатора на стороне передатчика), а ток в передающем контуре – не слишком велик (при очень небольшой индуктивности на первичной стороне). Для правильного выбора резонансных катушек индуктивности и конденсаторов применяется обратный анализ.

КАТУШКА ПРИЕМНИКА И ЕГО РЕЗОНАНСНАЯ ЧАСТОТА

У катушки приемного контура, которая используется в оценочном комплекте DC1969A, индуктивность равна 47 мкГн. Она представляет собой встраиваемую четырехслойную плату с ферритовой основой. Характеристики катушки от компании Würth Elektronik eiSos намного превосходят параметры катушек, выполненных в виде проводников печатной платы. Например, некоторые характеристики катушки 760 308 101 303, которая обеспечивает значительно большую эффективность, приведены в таблице 2. Более подробное описание параметров см. на [1].

Частота колебательного контура приемника меняется со 127 на 142 кГц. В настроенном состоянии резонансная частота *Ft* определяется емкостями двух конденсаторов *C2P* и *C2S*, а при отстройке контура его резонансная частота *Fd* зависит только от емкости конденсатора *C2S*:

$$Ft \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{L_R \cdot (C2P + C2S)}},$$

$$Fd \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{L_R \cdot C2S}}.$$

При расчете с помощью приведенной формулы для резонансной частоты при отстройке (*Fd* = 142 кГц) требуется, чтобы емкость конденсатора *C2S* была равна 26,7 нФ.

Заданная емкость величиной 26,7 нФ достигается путем параллельного включения конденсаторов на 22 и 4,7 нФ. Фактическая частота отстройки составляет 142, а не 140 кГц, что обусловлено ограниченным выбором значений среди имеющихся конденсаторов.

Аналогично, чтобы при настройке резонансная частота *Ft* составила 127 кГц, емкость конденсатора *C2P* должна быть равной 6,75 нФ. Ближайшее значение емкости в таком случае составляет 6,8 нФ. Поскольку емкости параллельно установленных конденсаторов на плате DC1969A равны 1,8 и 4,7 нФ, частота настройки контура достигает 131 кГц.

КАТУШКА ПЕРЕДАТЧИКА И ЕГО РЕЗОНАНСНАЯ ЧАСТОТА

Выбрав катушку приемника с индуктивностью 47 мкГн, рассчитаем индуктивность катушки для передатчика, исходя из того, что соотношение витков равно 1:3 согласно рекомендации из технического описания ИС LTC4120:

$$n = \frac{nR}{nX} = \sqrt{\frac{L_R}{L_X}},$$

$$3^2 = 9 = \frac{47\text{мкГн}}{L_X},$$

$$L_X = 5,2\text{мкГн}.$$

Этому условию удовлетворяет катушка 760308101302 от Würth Elektronik eiSos с индуктивностью 5,3 мкГн. Рабочий ток катушки: 6 А; сопротивление по постоянному току: 33 мОм; добротность: 100. В таком случае резонансная частота равна:

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_X \cdot C_X}} = 130\ \text{кГц}.$$

Чтобы резонансная частота передатчика равнялась 130 кГц, емкость конденсатора C_X должна составить 283 нФ. Поскольку это значение не является стандартным, воспользуемся двумя параллельно включенными конденсаторами емкостью 180 и 100 нФ. Для более точного соответствия расчетной резонансной частоте подбираются конденсаторы с более подходящими номиналами.

В рассматриваемом примере суммарная емкость конденсаторов равна 280 нФ, резонансная частота составляет 130,71 кГц, т. е. превышает требуемое значение на 0,5%. Однако с учетом того, что на плате DC1969A используются два конденсатора ECHU1H154GX9 по 0,15 мкФ, резонансная частота в отсутствие нагрузки равна 126,3 кГц.

КОЭФФИЦИЕНТ ТРАНСФОРМАЦИИ

Соотношение витков в катушках передатчика и приемника в рассматриваемом примере составляет 1:3, однако бывают случаи, когда это значение трудно реализовать. Как соотношение витков влияет на рабочие характеристики системы? Мы изменили схему так, чтобы извлечь больше энергии из катушки, задав выходное напряжение равным 8,23 В. При этом схема должна обеспечить максимальный ток и максимальную эффективность. Рассмотрим в этом связи несколько вариантов выбора катушек.

Вариант 1

Катушка передатчика T_X:
760 308 101 302 (5,3 мкГн; 33 мОм; Q = 100; 6 А);
Катушка приемника R_X:
760 308 101 303 (47 мкГн; 460 мОм; Q = 25; 1,4 А);

$$n = \sqrt{\frac{47\text{мкГн}}{5,3\text{мкГн}}} = 3.$$

Результаты измерений:

V_{CC} = 5 В;
I_{INPUT} = 0,973 А;
V_{IN_LR} = 15,04 В;
I_{IN} = 0,239 А;
V_{OUTPUT} = 8,21 В;
I_{OUTPUT} = 0,275 А;
P_{MAX_BAT} = 4,865 Вт;
$КПД(\eta) = (V_{IN_LR} \cdot I_{IN}) / (V_{CC} \cdot I_{INPUT})$ = 73,9%.

Вариант 2

Катушка передатчика T_X:
760 308 104 113 (12 мкГн; 60 мОм;

Q = 120; 7 А);
Катушка приемника R_X:
760 308 101 303 (47 мкГн; 460 мОм;
Q = 25; 1,4 А);

$$n = \sqrt{\frac{47\text{мкГн}}{12\text{мкГн}}} \approx 2.$$

Результаты измерений:

V_{CC} = 5 В;
I_{INPUT} = 0,224 А;
V_{IN_LR} = 11,85 В;
I_{IN} = 0,072 А;
V_{OUTPUT} = 8,23 В;
I_{OUTPUT} = 0,05 А;
P_{MAX_BAT} = 1,12 Вт;
$КПД(\eta) = (V_{IN_LR} \cdot I_{IN}) / (V_{CC} \cdot I_{INPUT})$ = 76,2%.

Вариант 3

Катушка передатчика T_X:
760 308 110 (24 мкГн; 7 мОм;
Q = 180; 6 А);
Катушка приемника R_X:
760 308 101 303 (47 мкГн; 460 мОм;
Q = 25; 1,4 А);

$$n = \sqrt{\frac{47\text{мкГн}}{24\text{мкГн}}} = 1,4.$$

Результаты измерений:

V_{CC} = 5 В;
I_{INPUT} = 0,1 А;
V_{IN_LR} = 11,65 В;
I_{IN} = 0,025 А;
V_{OUTPUT} = 8,23 В;
I_{OUTPUT} = 0,013 А;
P_{MAX_BAT} = 0,5 Вт;
$КПД(\eta) = (V_{IN_LR} \cdot I_{IN}) / (V_{CC} \cdot I_{INPUT})$ = 58,3%.

Вариант 4

Катушка передатчика T_X: WT-505060–8K2-LT (5,0 мкГн; 30,3 мОм; Q = 80; X А);
Катушка приемника R_X:
760 308 101 303 (47 мкГн; 460 мОм;
Q = 25; 1,4 А);

$$n = \sqrt{\frac{47\text{мкГн}}{3\text{мкГн}}} = 3,07.$$

Результаты измерений:

V_{CC} = 5 В;
I_{INPUT} = 1,159 А;
V_{IN_LR} = 13,16 В;
I_{IN} = 0,314 А;
V_{OUTPUT} = 8,21 В;
I_{OUTPUT} = 0,275 А;
P_{MAX_BAT} = 5,795 Вт;
$КПД(\eta) = (V_{IN_LR} \cdot I_{IN}) / (V_{CC} \cdot I_{INPUT})$ = 58,3%.

Обозначения:

V_{IN} – напряжение в точке измерения V_{IN} на плате DC1967A;
I_{IN} – ток от катушки приемника;
V_{CC} – входное напряжение, подаваемое на плату передатчика DC1968A;
I_{INPUT} – ток от источника напряжения V_{CC}.

ОСЦИЛЛОГРАММЫ

Каждый из представленных вариантов иллюстрируется соответствующей осциллограммой на рисунке 6. Канал Ch1 представляет выпрямленный принимаемый сигнал, в канале Ch2 сигнал отсутствует, Ch3 – сигнал приемника, а канал Ch4 – выпрямленный ток приемника.

По этим осциллограммам можно сделать вывод, что вариант 1 обеспечивает наилучшие характеристики. Для анализа были выбраны такие критерии как эффективность катушек и способность поддерживать макси-



Рис. 6. **Осциллограммы, описывающие разные условия испытаний:** а) вариант №1: T_X – WE# 760 308 101 302, L = 5,3 мкГн; б) вариант №2: T_X – WE# 760 308 104 113, L = 12 мкГн; в) вариант №3: T_X – WE# 760 308 110, L = 24 мкГн; г) вариант №4: T_X – TDK# WT-505060-8K2-LT, L = 5 мкГн

мальный ток нагрузки при высоком выходном напряжении на стороне приемника. Было установлено, что КПД при передаче мощности выше, когда коэффициент трансформации катушек T_X/R_X составляет 1:3.

При меньшем значении этого отношения уменьшается мощность сигнала, передаваемая приемнику, и, следовательно, приложение не в состоянии обеспечить достаточный нагрузочный ток. Эта ситуация иллюстрируется вариантами 2–3, когда катушки не в состоянии поддерживать мощность выше 1,895 и 1,18 Вт, соответственно.

Таким образом, 1:3 – достаточно хорошее соотношение между витками катушек передатчика и приемника, но оно не отменяет необходимость выбора правильного размера, формы, толщины ферритового основания и корректного размещения на нем обмотки.

ТОКИ В КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ КОНТУРАХ

Для надежной работы схемы необходимо рассчитать токи в первичном и вторичном колебательных LC-контурах. Напряжение на первичной катушке определяется следующим образом:

$$V_{P_P} = 2\pi V_{IN_DC} = 2 \cdot 3{,}14 \cdot 5 = 31{,}4 \text{ В}.$$

Следовательно, величина напряжения в контуре $V_{PK} = 15{,}7$ В.

Реактивное сопротивление выходного контура передатчика при использовании конденсатора емкостью 0,3 мкФ на частоте 126,3 кГц составляет:

$$X_C = \frac{1}{2\pi f_C} = 3{,}74 \text{ Ом}.$$

Таким образом, амплитуда тока примерно равна 4,2 А, а среднеквадратичное значение (СКЗ) – 3 А.

Следовательно, каждый из конденсаторов емкостью по 0,15 мкФ необходимо выбирать из того соображения, чтобы на частоте 126,3 кГц допустимое СКЗ рабочего тока, по меньшей мере, равнялось 1,5 А. В рассматриваемом примере был выбран конденсатор ECHU1H154GX9, у которого допустимый ток составляет 1,5 А. Перечислим значения тока в этом контуре, которые зависят от условий проведения испытаний:

1. **Вариант 1:** 2,07 А (СКЗ);
2. **Вариант 2:** 0,931 А (СКЗ);
3. **Вариант 3:** 0,459 А (СКЗ);
4. **Вариант 4:** 2,14 А (СКЗ).

ВХОДНОЙ ТОК ПРИЕМНИКА

Величина входного тока приемника, который необходим, чтобы вторичного тока было достаточно для заряда батареи, зависит от напряженности магнитного поля в первичной катушке. Величина напряженности магнитного поля прямо пропорциональна току в катушке передатчика, который, в свою очередь, зависит от входного тока I_{Lx} и добротности Q:

$$B = Q \cdot I_{Lx}.$$

Таким образом, при выборе катушки для контура передатчика следует учитывать ее добротность. У катушки для передатчика 760 308 101 302 от компании Würth Elektronik eiSos добротность Q = 100, что на текущий момент является самым высоким в отрасли. Входной ток, необходимый для обеспечения тока в нагрузке, можно оптимизировать или свести к минимуму с помощью катушки передатчика с максимально возможной добротностью и оптимальным коэффициентом связи. Если коэффициент связи превышает требуемое значение, функция DHC не позволяет передавать приемнику избыточную мощность.

При сравнении условий испытаний в вариантах 1 и 2 видно, что в первом случае более высокий входной сигнал. В этом варианте функция DHC позволяет ограничить уровень напряжения, подаваемого на DC/DC-преобразователь (сигнал на осциллограмме канала 2 резко спадает в каждом цикле, когда на выводе DHC установлен низкий уровень напряжения). По сравнению с вариантом 1, во втором варианте, где коэффициент трансформации равен 1:2, не выполняется условие (V_{IN}>V_DHC), что необходимо для перехода вывода DHC в низкое состояние. Таким образом, эффективность передачи мощности для варианта № 1 является самой высокой среди всех четырех упомянутых вариантов.

СОПРОТИВЛЕНИЕ ПО ПОСТОЯННОМУ ТОКУ

Поскольку активные потери катушек передатчика и приемника прямо пропорциональны их сопротивлениям по постоянному току (R_{DC}), для повышения эффективности выбираются катушки с меньшими значениями собственного сопротивления. Сопротивление катушки приемника влияет на эффективность вторичной цепи, что определяется коэффициентом передачи делителя: $R_L/(R_2+R_L)$.

Величина R_{DC} катушки передатчика от компании Würth Elektronik eiSos (760 308 101 302) равна 33 мОм, а ток составляет 2,2 А. Следовательно, потеря мощности I^2R_{DC} составляет 0,16 Вт.

ВНОСИМЫЙ ИМПЕДАНС

Поскольку резонансные частоты колебательных контуров передатчика и приемника в нагруженном и ненагруженном состояниях разные, следует понимать, что оказывает влияние на вносимый импеданс в связанные резонансные контуры и как вносимый импеданс влияет на рабочие параметры системы. Для этого воспользуемся рисунками 7–8.

Вносимый импеданс Z_R можно выразить с помощью уравнений (1) и (2). Согласно закону Кирхгофа для первого контура (см. рис. 7):

$$I_1Z_1 + I_2Z_M = V_1. \quad (1)$$

Согласно закону Кирхгофа с учетом короткозамкнутой нагрузки:

$$I_1Z_M + I_2Z_2 = 0, \; I_2 = \frac{-I_1Z_M}{Z_2}. \quad (2)$$

Подставив значение I_2 в уравнение (1), получим:

$$Z_{eq} = \frac{V_1}{V_2} = Z_1 - \frac{(Z_M)^2}{Z_2},$$

где $Z_M = -jwM$, а M – коэффициент взаимоиндукции между первым и вторым контурами. Таким образом, получаем:

$$Z_{eq} = Z_1 - \frac{w^2M^2}{Z_2}.$$

Следовательно, вносимый импеданс в этой схеме можно определить как w^2M^2/Z_2.

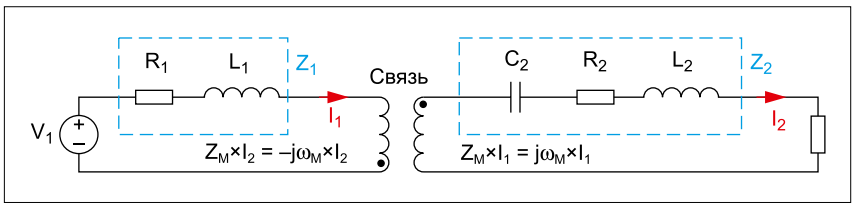


Рис. 7. **Модель связанных резонансных контуров**

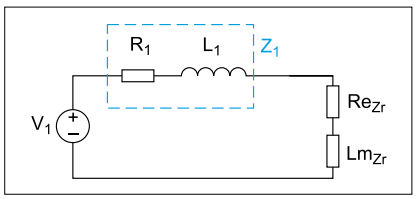


Рис. 8. **Эквивалентная модель передающего контура с внесенным импедансом**

Когда вторичный контур резонирует на той же частоте, что и первичный, вносимое сопротивление в первичный контур является чисто активным, т. е. не имеет индуктивной или емкостной составляющих:

$$Z_2 = R_2 + R_L.$$

Таким образом, вносимый импеданс при резонансе обеих цепей на одинаковой частоте определяется как:

$$\mathrm{Re}\, Z_R = \frac{w^2 M^2}{R_2 + R_L}.$$

Предполагается, что эффективность системы станет расти с увеличением значения $\mathrm{Re}Z_R$. Однако существенное уменьшение сопротивления нагрузки R_L влияет на эффективность вторичного контура, т. к. в этом случае R_S играет определяющую роль в падении напряжения. Коэффициент падения напряжения во вторичном контуре равен $R_L/(R_2+R_L)$.

ФУНКЦИЯ DHC

Функция DHC, которой оснащена ИС LTC1967A, смещает резонансную частоту с заданной расстройкой до 140 кГц, если коэффициент связи у катушек становится высоким, т. е. напряжение в точке V_{IN} превышает 14 В. Контур снова настраивается на 127 кГц при малом коэффициенте связи катушек, когда величина V_{IN} опускается ниже 14 В.

Таким образом, при выборе катушки для цепи передатчика необходимо, чтобы резонансная частота была выше частоты настройки контура приемника. Благодаря этому при одинаковой резонансной частоте приемника и передатчика указанная схема работает как двойная настроенная резонансная схема, а ИС контроллера в полной мере обеспечивает передачу мощности в нагрузку.

На рисунке 9 показана осциллограмма сигнала в канале Ch1 в виде прямоугольного импульса на частоте передатчика. Всякий раз, когда принимаемый сигнал на входе V_{IN} выше напряжения на выводе DHC, он подтягивается вниз, чтобы не допустить дальнейшего увеличения сигнала на V_{IN} (канал Ch3). На осциллограмме канала Ch2 показан сигнал на приемной катушке, а в канале Ch4 – ток через катушку передатчика.

ВЫВОДЫ

Более сильная связь и меньшее физическое расстояние между передатчиком и приемником, а также более высокий коэффициент трансформации способствуют повышению напряжения на приемнике и, соответственно, большему значению V_{IN}. Функция DHC ограничивает напряжение V_{IN}, поступающее на DC/DC-преобразователь, позволяя передатчику работать в более широком диапазоне рабочего напряжения. Эксперимент показал (вариант 2), что эффективность выше, если форма принятого сигнала максимально близка к синусоидальной. Следовательно, при необходимости обеспечить широкий диапазон входного напряжения выбирается более высокий коэффициент трансформации (около 3), а при требовании повысить эффективность рекомендуется использовать оптимизированное значение этого коэффициента.

Чтобы обеспечить высокую эффективность и увеличить диапазон входного напряжения для демонстрационного комплекта DC1969A, катушки передатчика и приемника выбираются с учетом всех рассмотренных в статье соображений. Компания Würth Elektronik eiSos предлагает высоконадежные катушки, которые позволяют повысить эффективность передачи мощности в системе беспроводной зарядки.

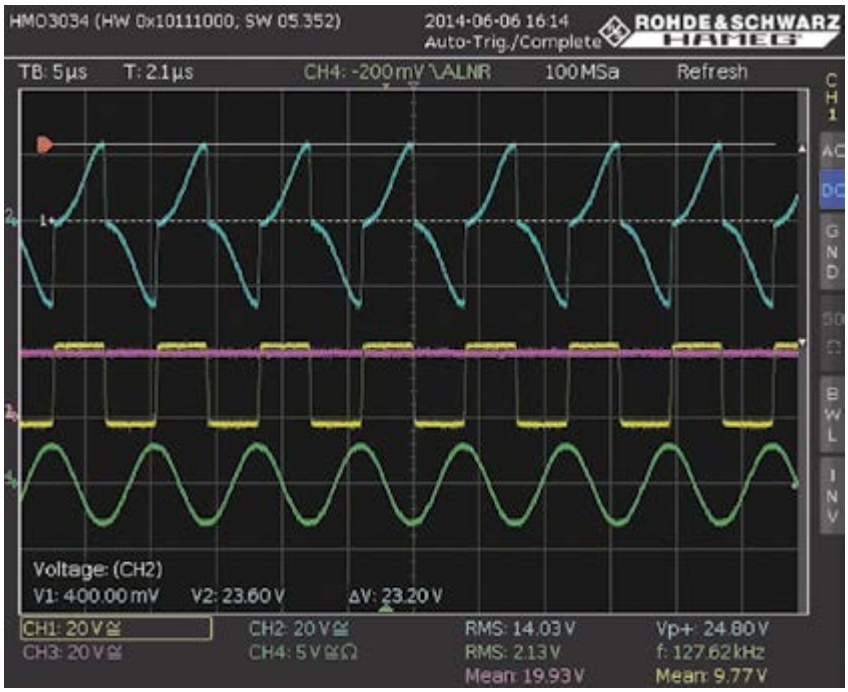


Рис. 9. **Проверка работы функции DHC при V_{IN}>V на выводе DHC**

Таблица 3. **Список компонентов из комплекта DC1969A, использованных в разных условиях испытаний**

Условное обозначение	Вариант 1	Вариант 2	Вариант 3	Вариант 4
L_X	760 308 101 302 (5,3 мкГн; 33 мОм; Q = 100)	760 308 104 113 (12 мкГн; 60 мОм; Q = 120)	760 308 110 (24 мкГн; 7 мОм; Q = 180)	WT-505060-8K2-LT (5 мкГн; 30,3 мОм; Q = 80)
L_R	760 308 101 303 (47 мкГн; 460 мОм; Q = 25)			
C_{X1}	ECHU1H154GX9 (полипропилен; 0,15 мкФ; 50 В)	ECHU1H154GX9 (полипропилен; 0,15 мкФ; 50 В)	ECHU1H154GX9 (полипропилен; 0,082 мкФ; 50 В)	ECHU1H154GX9 (полипропилен; 0,15 мкФ; 50 В)
C_{X2}	ECHU1H154GX9 (полипропилен; 0,15 мкФ; 50 В)	не используется	не используется	ECHU1H154GX9 (полипропилен; 0,15 мкФ; 50 В)
R_{FB1}	2,0 мОм			
R_{FB2}	825 кОм			

ПРИЛОЖЕНИЕ

Перечень элементов

Таблица 3 позволяет определить, как некоторые компоненты комплекта DC1969A влияют на связь между контурами приемника и передатчика, а также на беспроводную передачу мощности при коэффициенте трансформации не выше 3.

ЛИТЕРАТУРА

1. www.we-online.com\wirelesspower.

БЕСПРОВОДНАЯ ПЕРЕДАЧА ЭНЕРГИИ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ ДЛЯ УСТРОЙСТВ, РАБОТАЮЩИХ В УСЛОВИЯХ ИНДУСТРИАЛЬНОЙ СРЕДЫ

АНДРЕАС НАДЛЕР (ANDREAS NADLER), KEM COM (CEM SOM),
Перевод, дополнения и комментарии: **ВЛАДИМИР РЕНТЮК**

В последнее время в потребительской электронике наблюдается заметный рост популярности в использовании технологии беспроводной передачи энергии. Разработчики индустриального и медицинского оборудования, оценив неоспоримые преимущества данной технологии, также обратили на нее внимание. В первую очередь это связано с массовым применением беспроводных коммуникационных технологий, таких как WLAN и Bluetooth, – именно вместе с ними беспроводная передача питания стала весьма многообещающей концепцией. С использованием этой технологии становятся доступными совершенно новые подходы, которые не только дают явные технические преимущества, но и открывают возможности для передовых решений в области промышленного оборудования. Цель настоящей статьи – продемонстрировать, что простые в использовании устройства для беспроводной передачи мощностью в 100 Вт или более можно разработать на базе обычных схемотехнических решений без использования программного обеспечения или специальных управляющих контроллеров. Авторский перевод предлагаемой статьи с дополнениями и комментариями выполнен на основе оригинальной публикации [1].

ВВЕДЕНИЕ

Беспроводная технология передачи энергии, или WPT (англ. WPT — Wireless Power Transfer), дает возможность менять подходы в проектировании на уровне концепции. Особенно это хорошо заметно в тех промышленных секторах, где оборудование работает в неблагоприятных экологических условиях, при использовании агрессивных моющих и очищающих средств, при высоком уровне загрязнения или с большими механическими нагрузками. Это касается и оборудования, предназначенного для работы в потенциально взрывоопасной среде, медицине, строительных машинах, которые подвергаются воздействию многократных ударов и вибрации, — здесь, например, можно будет отказаться от дорогих и ненадежных скользящих токосъемников и контактов. Еще одна перспективная область применения рассматриваемой технологии — передача энергии без гальванической связи через изоляционные барьеры, которые должны удовлетворять особым требованиям, таким как наличие усиленной или двойной изоляции. Особенно это касается критически важных с точки зрения безопасности приложений, в частности индустриального оборудования специального применения, шахтного и взрывозащищенного оборудования, а также медицинской аппаратуры, где требования по безопасности все больше ужесточаются [1, 2]. Проблема использования изоляции заключается в ее деградации как чисто физической, так и вследствие частичных разрядов [5]. И первое и вторые, как можно видеть, полностью отсутствуют в рассматриваемой технологии передачи энергии.

ZVS-ГЕНЕРАТОР (РЕЗОНАНСНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ)

В основе предлагаемого к рассмотрению решения лежит классический резонансный преобразователь по схеме Ройера (самовозбуждающийся генератор с магнитной связью), который используется в качестве основного генератора для передачи энергии.

Выбранный тип генератора обладает следующими важными преимуществами:

- для его автоматического возбуждения достаточно лишь подачи напряжения постоянного тока;
- форма тока и напряжения почти синусоидальная;
- не требует контроллера и управляющего программного обеспечения;
- легко масштабируется на мощность 1–200 Вт;
- ключи, выполненные на МОП-транзис-торах, переключаются практически по нулевому напряжению (отсюда и его второе название: ZVS-генератор, от англ. Zero-Voltage Switching, в данном случае переключение при нулевом напряжении);
- легко настраивается под различные уровни напряжений и токов.

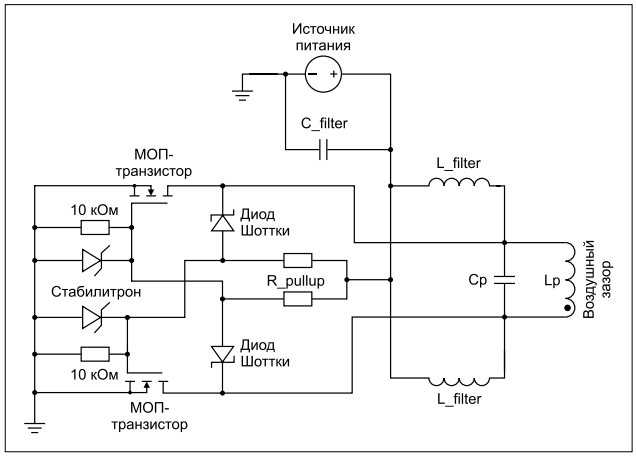


Рис. 1. **Базовая схема резонансного преобразователя**

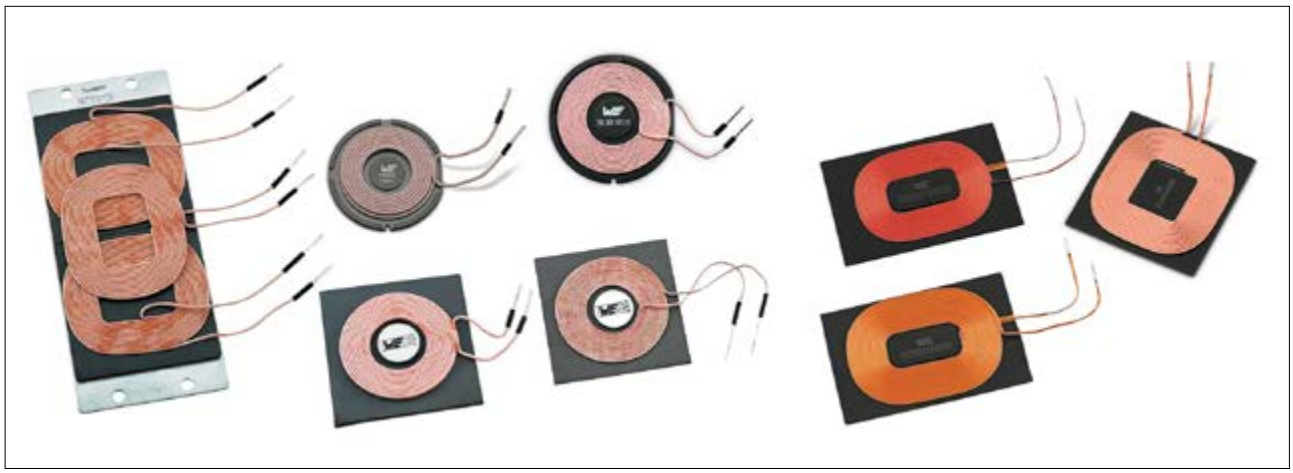


Рис. 2. **Беспроводные силовые приемные и передающие катушки от компании Würth Elektronik**

Базовая электрическая принципиальная схема преобразователя Ройера приведена на рис. 1 и представляет собой схему передатчика энергии, которая нагружена на передающую катушку L_P. Прием энергии также выполняется через катушку индуктивности, как аналогичного, так и иного конструктивного исполнения. Варианты конструктивного исполнения катушек приведены на рис. 2.

ПРИНЦИП РАБОТЫ

Резонансный преобразователь, как правило, действует с постоянной рабочей частотой генерации, которая определяется резонансной частотой параллельного колебательного контура, образованного элементами L_p и C_p. Как только на схему будет подано напряжение питания постоянного тока, она, из-за наличия неизбежного разброса параметров МОП-транзисторов, войдет в автоколебательный режим. При подаче питания, буквально за доли секунды, один из двух МОП-транзисторов окажется открыт более, чем другой. Положительная обратная связь по затворам МОП-транзисторов по отношению к стоку противоположного, менее открытого МОП-транзистора приводит к фазовому сдвигу на 180°, и эти два ключа всегда будут в противофазе друг к другу и никогда не включатся одновременно (рис. 3). Таким образом, при правильно выполненной схеме наличие сквозных токов в данной схеме в принципе невозможно. МОП-транзисторы поочередно подключают параллельный колебательный контур на общий провод («землю»), причем его противоположный конец подсоединен к источнику питания, что позволяет периодически перезаряжать резонансный контур.



Рис. 3. **Напряжения измерены на стоках транзисторов (концах катушки передатчика), показаны синим и красным цветом. Желтым и зеленым показана форма напряжения на затворах. Напряжения измерены относительно общего провода (GND) при напряжении питания V_{in} = 20 В и выходной мощности P_{out} = 100 Вт**

На рис. 4 отображена форма напряжения непосредственно на катушке; как можно видеть, она практически синусоидальная, о чем и говорилось выше.

Резонансная частота преобразователя определяется как резонансная частота идеального колебательного контура

$$f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC}),$$

где L — индуктивность катушки колебательного контура L_P; C — емкость конденсатора колебательного контура C_P.

Однако поскольку мы имеем дело с реальным контуром, его резонансная частота f_r без учета коэффициента связи определяется как резонансная частота колебательного контура с потерями:

$$f_r = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R_{dc}^2}{L^2}} = f_0\sqrt{1 - \frac{R_{dc}}{Z_p}},$$

где R_{dc} — сопротивление катушки L_P по постоянному току; Z_p — импеданс колебательного контура.

В свою очередь импеданс колебательного контура Z_p определяется как:

$$Z_p = (-jX_LX_C)/(X_L - X_C),$$

где X_L — сопротивление (здесь и далее для реактивных элементов под «сопротивлением» имеется в виду модуль импеданса) катушки индуктивности L_P равно $X_L = 2\pi f_L$; X_C — сопротивление конденсатора C_P, равно $X_C = 1/2\pi f_C$.

Еще одна особенность топологии схемы заключается в том, что переключение ключей всегда происходит в точке, близкой к нулю напряжения. Это означает, что коммутационные потери (потери на переключение) в МОП-транзисторах очень низкие. С другой стороны, недостатком данной топологии является то, что потребляемая ее мощность на холостом ходу оказывается относительно высокой. Причина — в наличии реактивных токов, постоянно

циркулирующих в колебательном контуре. Соответственно, в идеале такой резонансный преобразователь должен работать только при подключении внешней нагрузки, а точнее при обнаружении с ней магнитной связи. Кроме того, следует учитывать, что резонансная частота колебательного контура зависит от коэффициента связи с приемной катушкой. Причина в том, что поскольку обе катушки (приемная и передающая) располагаются параллельно, то наличие отраженного импеданса со стороны приемника влияет на индуктивность намагничивания катушки передатчика. Уменьшающийся коэффициент связи вызывает повышение частоты, поскольку в этом случае индуктивность намагничивания катушки передатчика уменьшается. Более подробно о выборе катушек приемника и передатчика, а также о принципе передачи энергии, который лежит в основе рассматриваемого метода, а именно взаимодействии в области ближнего поля, написано в публикации [4].

Базовая схема преобразователя, показанная на рис. 1, в зависимости от используемых компонентов может работать при напряжении питания 3,3–230 В и выше. При использовании напряжения питания более 20 В необходимо обратить внимание на защиту от прикосновения, поскольку в этом случае напряжение на колебательном контуре с учетом π-фактора будет выше уровня безопасного сверхнизкого напряжения SELV (англ. SELV — Safety Extra Low Voltage). Согласно действующим стандартам порог безопасного напряжения установлен на уровне 50 В переменного тока (действующее значение) или 120 В постоянного (выпрямленного) напряжения [2].

Что касается эффективности (КПД) схемы беспроводной передачи мощности, на практике она может превышать 90%. Это достаточно хороший показатель, поскольку в него уже включены потери на связь через воздушный зазор, а выходное напряжение рассматривается как готовое к использованию, выпрямленное и сглаженное постоянное напряжение. Уровень КПД остается без изменения при воздушном зазоре в пределах 4–10 мм. Это связано с тем, что большая доля энергии магнитного поля, не связанная со стороной приемника, возвращается обратно в колебательный контур. В зависимости от конкретного применения возможно увеличение расстояния до 18 мм, однако здесь должен соблюдаться известный компромисс между коэффициентом связи катушек передатчика и приемника и выполнением требований стандартов в части электромагнитной совместимости (ЭМС) устройства. Информация о том, что нужно знать об испытаниях на выполнение нормативов по ЭМС для изделий коммерческого назначения по уровням требований, методикам измерений и используемому оборудованию, действующим в соответствии с международными стандартами и стандартами, действующими на территории Российской Федерации, приведена в [7].



Рис. 4. **Напряжение непосредственно на катушке передатчика без привязки к общему проводу GND при V_{in} = 20 В и P_{out} = 100 Вт**

КПД решения может быть повышен за счет использования для управления затворами вместо диодов Шоттки небольших МОП-транзисторов малой мощности или применения двухтактного драйвера на биполярных транзисторах — об этом подробно сказано в [1].

При напряжении питания свыше 20 В для управления затворами МОП-транзисторов может использоваться либо емкостной делитель напряжения, либо дополнительный источник напряжения DC/DC-преобразователя, например высокоэффективный и компактный модуль питания серии MagI3C компании Würth Elektronik [6]; подробнее об этом в [1].

Как уже было сказано, схема, размещенная на стороне передатчика, может использоваться и для приемника. В этом случае резонансный преобразователь работает уже как синхронный выпрямитель. Но здесь необходимо учитывать, что резонансная частота контура приемника в общем случае (отдельные варианты будут рассмотрены ниже) должна быть достаточно близкой к частоте передатчика. Именно это создает максимальный эффект поглощения энергии. Параллельный колебательный контур на стороне приемника, который является вторичной стороной, ведет себя как нагрузка со стабилизацией по току, то есть как генератор постоянного втекающего тока. Именно это позволяет значительно повысить общую эффективность схемы. Кроме того, емкость конденсатора в контуре должна быть выбрана с такими расчетом, чтобы компенсировать влияние на катушку приема энергии всех паразитных индуктивностей. Если схема настроена должным образом, подчеркнем — должным образом, то приемник может подавать неиспользованную энергию назад в передатчик, как это делает при работе на нагрузку, например, «идеальный», или «умный», диод компании Linear Technology. В рассматриваемом примере — это МОП-транзистор с каналом N-типа. В момент подключения входного напряжения, конечно, если входное напряжение больше выходного, ток через защитный диод транзистора течет в нагрузку. Транзистор открывается, и падение напряжения на нем равно I_{load} $R_{ds,on}$ (где $R_{ds,on}$ — сопротивление канала транзистора в открытом состоянии, а I_{load} — ток нагрузки по стоку). Как правило, это напряжение примерно в 10 раз ниже, чем падение напряжения на диоде Шоттки. Если напряжение на аноде такого диода меньше, чем на катоде, транзистор закрывается.

Что касается пульсаций входного напряжения, для их уменьшения по входу (цепь подачи питания) целесообразно использовать полимерные и керамические конденсаторы с низким уровнем собственного эквивалентного последовательного сопротивления ESR (англ. ESR — Equivalent Series Resistance) (рис. 5).

Для приведения снятой энергии к возможности ее практического использования, на стороне приемника можно установить классический мостовой выпрямитель. Преимущество такого решения заключается в более высоком выходном напряжении, снижении затрат и экономии пространства, но за счет снижения КПД из-за потерь на диодах.

Под нагрузкой частота преобразования и передачи энергии, как правило,

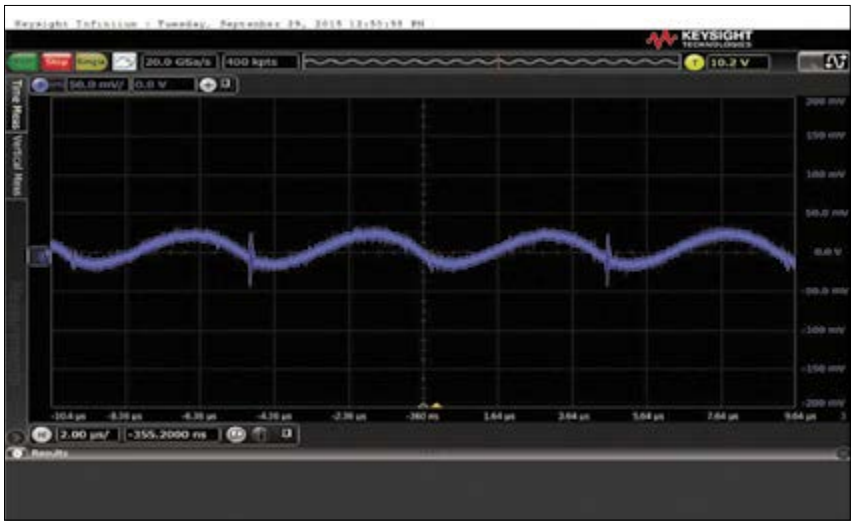


Рис. 5. **Отраженные пульсации напряжения и шумы на шине питания передатчика при V_{in} = 20 В и P_{out} = 100 Вт**

не должна превышать 150 кГц, иначе потери в конденсаторах и катушках колебательных контуров передатчика и приемника будут слишком большими. Кроме того, предел нормирования кондуктивных (наведенных) электромагнитных помех на линии питания обычно находится выше частоты 150 кГц (но, например, CISPR15 EN55015 для некоторых типов оборудования устанавливает границы 9 кГц – 30 МГц, и это надо учитывать) [7]. Так что участок 105–140 кГц является наилучшим компромиссом, гарантирующим, что вы остаетесь в безопасном диапазоне в соответствии с утвержденным в настоящее время диапазоном частот для индуктивной передачи энергии (100–205 кГц).

Общий вид одного из вариантов решения системы беспроводной передачи энергии приведен на рис. 6 и 7, а распределение температур — на рис. 8 и 9.

В этой части статьи были рассмотрены принцип и общее решение устройств беспроводной передачи энергии большой мощности, работающих в условиях индустриальной среды. В следующей части будут рассмотрены вопросы, связанные с электромагнитными помехами (ЭМП) и вытекающими из этого проблемами соответствия рассматриваемых устройств требованиям по ЭМС.

Поскольку энергия питания передается одновременно с функционированием приложений в режиме передачи данных по беспроводной сети, то соблюдение допустимых уровней ЭМП требует внимательности и ответственного отношения. Проблема в том, что катушки передатчика и приемника ведут себя как трансформатор с малым коэффициентом связи и очень большим воздушным зазором. Это приводит к достаточно большому уровню электромагнитного поля вблизи катушек. Измерения в части выполнения требований по ЭМС показали, что широкополосные помехи могут возникать в спектре основной волны вплоть до частот порядка 80 МГц. Если уровень помех измеряется ниже установленного предела с хорошим запасом, то можно предположить, что требования по напряженности поля радиопомех также будут соблюдаться. В общем, при разработке устройств беспроводной передачи мощности выполнение требований стандарта EN55022 для Класса В может представлять собой проблему, сложность решения которой нельзя недооценивать. Пример результата измерения уровня кондуктивных ЭМП приведен на рис. 10.

Магнитное поле H (dI/dt) может создать индуктивную связь и, следовательно, навести ток помехи на сосед-

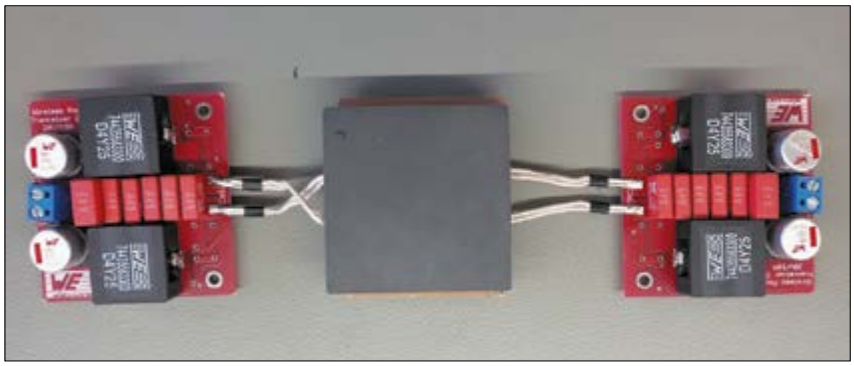


Рис. 6. **Испытание системы беспроводной передачи энергии с воздушным зазором 6,5 мм (V_{in} = 20 В постоянного тока, P_{out} = 100 Вт)**



Рис. 7. **Внешний вид составляющих системы беспроводной передачи энергии с воздушным зазором 6,5 мм (V_{in} = 20 В постоянного тока, P_{out} = 100 Вт)**

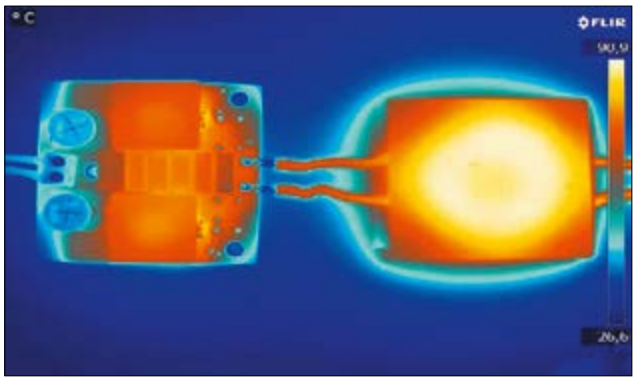


Рис. 8. **Распределение температуры (верхняя сторона = фильтр + конденсаторы) схемы и катушек для P_{out} = 100 Вт (V_{in} = 20 В)**



Рис. 9. **Распределение температуры (нижняя сторона = МОП-транзистор + драйвер затвора) схемы и катушек для P_{out} = 100 Вт (V_{in} = 20 В)**

ние проводящие дорожки. Обычно для борьбы с этим явлением полезно максимально разнести такие цепи или использовать ферритовые гибкие материалы, например WE-FSFS [6], подробно об этом материале и вопросах применения магнитного экранирования, в том числе и для беспроводных зарядных устройств, написано в [8].

В отличие от магнитного электрическое поле E (dV/dt) имеет емкостную связь с «землей». Это можно наблюдать при измерении напряжения помех или напряженности поля. Вот почему такие источники синфазных помех необходимо подавлять как в низкочастотном (килогерцевом), так в более высокочастотном (мегагерцевом) диапазоне.

Поскольку в рассматриваемых приложениях беспроводной передачи энергии именно электрическое поле E (а точнее, поле рассеяния) является основной причиной проблем ЭМС, то рекомендуется принять следующие меры:

- Для уменьшения вихревых токов под катушкой, особенно если это передатчик, должна быть установлена и ориентирована по направлению к ней перфорированная металлическая пластина. Это может быть, например, медная фольга на печатной плате, подключенная через конденсатор (например, типа WE-CSMH емкостью 1–100 нФ, рассчитанный на рабочее напряжение 2000 В) к заземлению или корпусу схемы. Он накоротко замкнет большую часть электрического поля на источник, и оно уже не будет распространяться через «землю» (общий провод).
- Защитить катушки передатчика и приемника и их цепи возбуждения и приема энергии хорошо экранирующими металлическим и/или поглощающим материалом WE-FAS, WE-FSFS [8].
- Если это допускают уровни токов утечки (они нормируются стандартами по электробезопасности, в частности в медицинском оборудовании [2]), то снизить уровни помех в широком частотном спектре помогут Y-конденсаторы максимальной емкостью 2×4,7 нФ, например серии WE-CSSA.
- Для фильтрации источников синфазных помех в низкочастотном диапазоне 0,05–5 МГц, в зависимости от рабочего напряжения и тока, могут использоваться синфазные дроссели с компенсацией постоянного тока из следующих серий: WE-CMB, WE-CMBNC, WE-UCF, WE-SL или WE-FC.
- Для фильтрации синфазных помех в более высокочастотном диапазоне 5–100 МГц, в зависимости от рабочего напряжения и тока, могут применяться синфазные дроссели с компенсацией постоянного тока из следующих серий: WE-CMB NiZn, WE-CMBNC, WE-SL5HC или WE-SCC.
- Подавить дифференциальные ЭМП в зависимости от рабочего напряжения помогут X-конденсаторы из следующих серий, которые должны быть подключены между обеими линейными шинами и нейтралью: WE-FTXX или WE-CSGP.
- Поскольку во всей цепи, в зависимости от приложения, протекает очень большой переменный ток, то для соответствия устройства требованиям по ЭМС важно иметь компактную печатную плату с малой собственной индуктивностью проводников. Компоненты силовой цепи и колебательного контура должны быть расположены максимально близко друг к другу и подключаться проводниками с малой собственной индуктивностью. Для этого необходимо оптимально использовать «заливку» свободных областей с применением обычных полигонов.

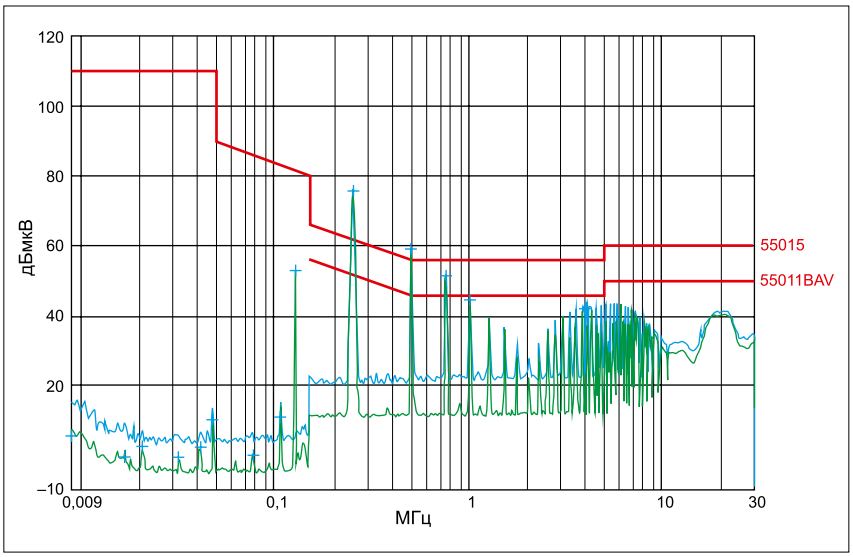


Рис. 10. **Пример результата измерения спектра кондуктивных электромагнитных помех в диапазоне частот 9 кГц – 30 МГц, предел по Классу B**

Пример решения по выполнению требований ЭМС с использованием X- и Y-конденсаторов приведен на рис. 11, а пример конструктивного решения, когда ввиду специфики устройства нельзя использовать Y-конденсатор с подключением на «землю», скажем, в медицинских устройствах, носимой аппаратуре и в оборудовании для работы в потенциально взрывоопасной среде, показан на рис. 12.

Как правило, во время проведения ОКР необходимо измерять уровни ЭМП на всех этапах проектирования, начиная с прототипа. Для этого рекомендуется заключить договор и поручить выполнять измерения компетентной лаборатории, профессионально занимающейся вопросами ЭМС. Внесение изменений в массовом производстве всегда связано с более высокими материальными затратами [7].

Кроме того, следует учитывать, что требования национальных стандартов могут отличаться, поэтому если конечный продукт будет продаваться в разных странах, то для ускорения процесса разработки и вывода изделия на рынок необходимо заранее учитывать регламенты стандартов и допустимые полосы частот для каждой страны.

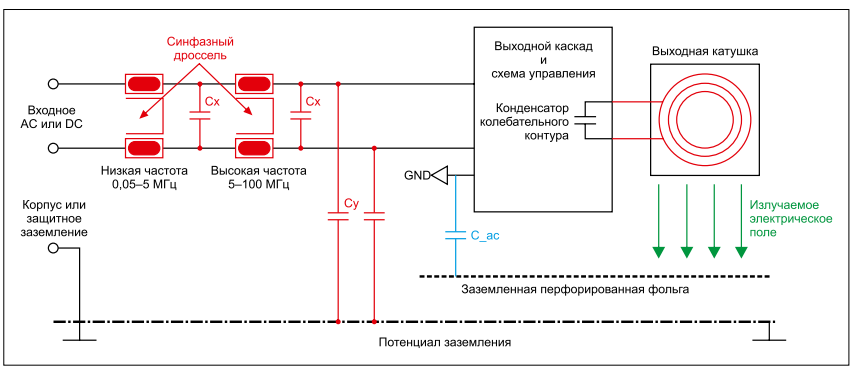


Рис. 11. **Предлагаемое общее решение по снижению уровня синфазных и дифференциальных помех**

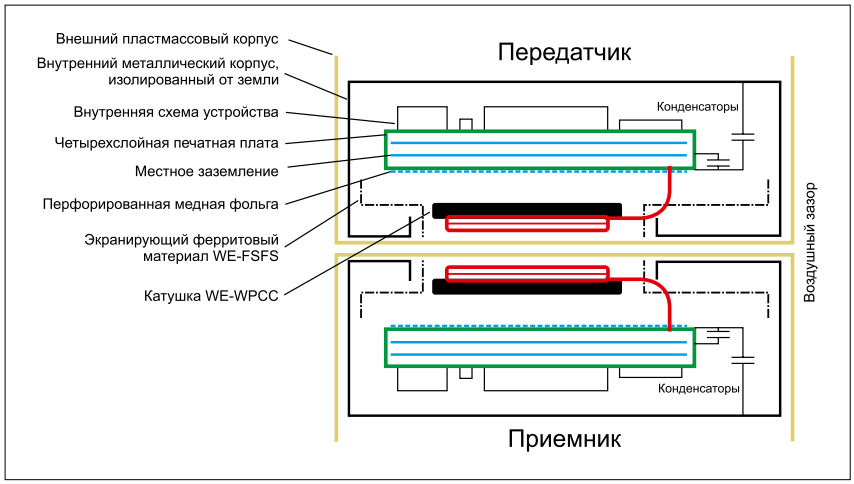


Рис. 12. **Пример решения, когда из-за ограничения по току утечки или ввиду специфики устройства нельзя использовать Y-конденсатор**

ПЕРЕДАЮЩИЕ И ПРИЕМНЫЕ КАТУШКИ: ОСОБЕННОСТИ ВЫБОРА

Для того чтобы найти подходящую беспроводную катушку для системы беспроводной передачи энергии, необходимо обратить внимание на следующие вопросы:

- Насколько высок ожидаемый максимальный ток в катушке (реактивный и номинальный ток)?
- Каковы максимально допустимые размеры корпуса устройства (длина, высота и ширина)?

Во избежание нежелательного насыщения или перегрева у катушек всегда должен быть запланирован некий запас, обычно на уровне 30% от расчетного номинального рабочего тока. Если можно использовать несколько вариантов катушек, предпочтение следует отдавать тем катушкам, которые имеют наивысшую индуктивность, поскольку в этом случае конденсатор колебательного контура может быть меньше. Кроме того, такой подход сокращает уровень реактивных токов, возникающих в колебательном контуре. Меньшие токи в контуре приводят к снижению самонагрева и улучшению свойств в части ЭМС.

Максимальный ток в колебательном контуре равен: $I_{max} = \pi U_{in}\sqrt{C/L}$, где U_{in} — напряжение на контуре.

Лучший коэффициент связи достигается тогда, когда катушки передатчика и приемника имеют одинаковые геометрические размеры, поэтому здесь рекомендуются катушки с соотношением размеров 1:1. Компоненты семейства WE-WPCC, например 760308102142 (53×53 мм), 760308100143 (Ø50 мм), 760308100110 (Ø50 мм), были специально разработаны для устройств высокой мощности. Эти катушки могут использоваться в качестве передатчиков и приемников. Они характеризуются весьма низкими значениями сопротивления по постоянному току R_{dc}, очень высокими значениями добротности Q и очень высокими токами насыщения I_R.

КОНДЕНСАТОР КОЛЕБАТЕЛЬНОГО КОНТУРА: ОСОБЕННОСТИ ВЫБОРА

Поскольку в параллельном колебательном контуре, как известно из теории, циркулируют большие токи, то при выборе типа используемых в нем конденсаторов подходит далеко не любая технология. В зависимости от приложения пригодны только три типа конденсаторов: MKP (например, WEFTXX и WE-FTBP), с диэлектриком NP0 (в частности, WE-CSGP) или FKP. В связи с их низким уровнем собственных потерь данные типы конденсаторов способны выдерживать высокие переменные токи без перегрева. Однако в зависимости от мощности резонансного преобразователя, для того чтобы уменьшить нагрев, применяют разделение токов, которое достигается параллельным включением нескольких конденсаторов. Здесь следует тщательно следить за тем, чтобы ни один из конденсаторов не нагревался до температуры, превышающей 85°C. Именно по этой причине конденсаторы с более высокими потерями (особенно следует оценивать уровень диэлектрических потерь) X7R, X5R, MKS и т. д. не подходят для колебательных контуров в резонансных преобразователях. Принимая во внимание размер корпуса, общие затраты и минимально возможный реактивный ток в резонансном контуре, необходимо выбрать максимально низкую емкость конденсатора. Предельными факторами здесь являются максимальная рабочая частота преобразователя, индуктивность катушки передатчика и приемника. Номинальное рабочее напряжение конденсатора должно быть не менее πV_{in} плюс дополнительный запас в 20%. Также следует учитывать, что максимально допустимое среднеквадратичное напряжение переменного тока V AC_{rms} для конденсаторов типа MKP заметно падает на частотах выше 5 кГц.

Коэффициент потерь конденсатора в процентах определяется как: $DF = 2\pi f \times ESR_{cap} \times C \times 100\%$.

ИНДУКТИВНОСТИ ФИЛЬТРА: ОСОБЕННОСТИ ВЫБОРА

Колебательный контур с его переменным током отделяют от источника питания две катушки индуктивности (дроссели). Через них подается напряжение от источника питания постоянного тока, при этом они играют роль фильтрующих элементов. Дроссели следует выбирать исходя из максимально возможного номинального тока конкретной схемы. Здесь должен использоваться классический силовой дроссель (например, WE-HCI, WE-PD, WE-LHMI) с воздушным зазором и высокой добротностью. Его номинальная индуктивность должна быть как минимум в 5 раз выше индуктивности катушки колебательного контура. Это требуется для того, чтобы поставить в колебательный контур достаточную энергию. Если пульсация входного (для передатчика) или выходного (для приемника) напряжения все еще слишком высока, то номинальные значения индуктивности дросселя или емкость конденсатора фильтра могут быть увеличены. В качестве альтернативы, для достижения низких уровней пульсаций, можно уменьшить ESR фильтрующих компонентов. Кроме того, более эффективными здесь будут SMD-дроссели (WE-HCF или WE-HCI), преимущество которых заключается в том, что они имеют меньшие потери на больших токах (как постоянных, так и переменных). Поскольку эти дроссели должны постоянно подавать большой переменный ток в колебательный контур, их нагрев происходит из-за наличия гистерезиса и потерь из-за вихревых токов в материале сердечника. Требуемое значение индуктивности дросселя напрямую связано с емкостью фильтрующего конденсатора.

Добротность дросселя Q определяется как: $Q_L = X_L/R_{dk}$.

К ВОПРОСУ ВЫБОРА МОП-ТРАНЗИСТОРОВ

Выбор подходящего N-канального МОП-транзистора в основном зависит от уровня напряжения питания. Если это лишь 5 В, то для надежного управления может, например, использоваться транзистор с логическими уровнями управления по затвору. Поскольку большинство мощных МОП-транзисторов имеют максимально допустимое напряжение затвор/исток ±20 В, то при исполь-

зовании напряжения питания выше 20 В необходимо принять меры для защиты затвора. Это может быть, скажем, стабилитрон, включенный с затвора на общий провод, или емкостный делитель напряжения, который удержит напряжение затвора в оптимальном диапазоне. Следует также обратить внимание на то, чтобы напряжение на затворе не было слишком низким, поскольку в таком случае МОП-транзистор резонансного преобразователя может оказаться в режиме линейного усилителя, в результате чего схема перестанет функционировать.

Такой режим, когда транзистор окажется в активной области своей вольт-амперной характеристики, как правило, приводит к перегреву одного из двух МОП-транзисторов. Кроме того, необходимо соблюдать осторожность, чтобы предотвратить превышение напряжения с учетом увеличения напряжения на множитель π. Так, при напряжении питания 20 В МОП-транзисторы должны выдерживать напряжение исток/сток не менее 63 В. В этом случае следует использовать 100-В транзисторы. Эффективность (КПД) схемы в значительной степени зависит от того, насколько высоки сопротивление канала транзисторов в открытом состоянии $R_{ds,on}$ и требования по заряду затвора (имеется в виду общий заряд затвора) выбранных МОП-транзисторов. Здесь нужно найти компромисс, поскольку МОП-транзисторы с низким $R_{ds,on}$ обычно имеют более высокую емкость затвора и, следовательно, требуется высокий общий заряд затвора.

Ток заряда/разряда по затвору МОП-транзистора: $I_{gate} = C_{gate} \times (\Delta V_{gate}/\Delta t_{sw})$, где C_{gate} — емкость затвора транзистора; ΔV_{gate} — управляющее напряжение на затворе; Δt_{sw} — длительность импульса.

При этом коммутационные потери равны: $P_V = I^2d \times R_{ds,on}$, где I_d — ток стока.

ДИОДЫ И СХЕМА ПОДТЯЖКИ

Поскольку МОП-транзисторы необходимо переключать относительно быстро, то в результате появляются связанные с быстрым переключением токи на уровне ампер как следствие заряда и разряда емкости затвора. Такие зарядно-разрядные токи должны поступать через резисторы подтяжки и диоды. Возникающие при этом потери не столь уж малы. Вот почему необходимо принять меры по оптимизации максимально допустимых потерь мощности (PV), при этом учитывать и токовую нагрузку компонентов в цепи управления затвором. Аналогично защитные диоды транзисторов должны иметь такое же максимально допустимое обратное напряжение, как и МОП-транзисторы. В качестве альтернативы классическим диодам или диодам Шоттки можно использовать диоды, которые имеются в корпусах МОП-транзисторов. В зависимости от типа они способны выдерживать большие нагрузки, сохранять свои характеристики при более высокой температуре, чем та, что обычно указана в спецификации на транзистор. Не следует недооценивать и потери обратного восстановления, их тоже следует учитывать.

Потери мощности в цепи управления затвором: $P_V = (U_{diode} \times I) + (I^2 \times R_{pull\text{-}up})$, где U_{diode} — падение напряжения на диоде; $R_{pull\text{-}up}$ — номинальное сопротивление резистора подтяжки.

ВХОДНОЙ И ВЫХОДНОЙ КОНДЕНСАТОРЫ: ОСОБЕННОСТИ ВЫБОРА

Входные и выходные конденсаторы в сочетании с дросселями служат в основном как элементы входного и выходного фильтров. Поскольку резонансные частоты в системе беспроводной передачи энергии находятся ниже 200 кГц, то конденсаторы должны быть рассчитаны на более высокие рабочие частоты. Проведенные испытания показали, что значения их номинальных емкостей в зависимости от конкретных решений системы и индуктивности дросселей могут принадлежать к диапазону 10–1000 мкФ. Частота среза по уровню –6 дБ такого LC-фильтра должна составлять около 1/10 от частоты колебательного контура системы. При этом ее ослабление теоретически ожидается с коэффициентом 40 дБ/декада. Принимая во внимание неидеальность реальных компонентов фильтра, на практике следует ожидать уровень затухания 30 дБ/декада. В зависимости от используемого типа дросселя на текущий через него постоянный ток может быть наложен значительный компонент переменного тока. Если этот ток слишком высок, то для работы на больших токах пульсаций вместо обычного алюминиевого электролитического конденсатора лучше использовать полимерный электролитический конденсатор, выдерживающий большие токи переменной составляющей. Полимерные и керамические конденсаторы с присущим им низким ESR также обеспечивают возможность значительного уменьшения амплитуды пульсации отраженного напряжения. Меньшая пульсация напряжения означает, что при измерении помех, влияющих на ЭМС, их уровень будет ниже. Наилучший результат достигается при использовании параллельного соединения алюминиевых электролитных конденсаторов и полимерных или керамических конденсаторов, например WCAP-PTHR или WCAP-PSLC.

Частота среза входного/выходного фильтра

$$f_{-6дБ} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}},$$

где L — индуктивность дросселя фильтра; C — емкость конденсатора или суммарная емкость всех конденсаторов фильтра.

Падение напряжения (напряжение пульсаций) на конденсаторе фильтра: $U_{ripple} = ESR \times I_{AC}$, где ESR — эквивалентное сопротивление конденсатора или суммарное эквивалентное сопротивление всех конденсаторов фильтра; I_{AC} — переменная составляющая тока.

ВОЗМОЖНЫЕ ПРОБЛЕМЫ, КОТОРЫЕ НЕОБХОДИМО УЧИТЫВАТЬ ПРИ РАЗРАБОТКЕ РЕЗОНАНСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

На практике, если вы остановили свой выбор на предлагаемой топологии схемы, основа которой, несомненно, удобный для использования генератор Ройера, вам обязательно необходимо рассмотреть два момента, связанных с тем, чтобы исключить защелкивание МОП-транзисторов.

1. Требования к источнику питания передатчика в момент включения системы беспроводной передачи мощности

Если источник питания не в состоянии обеспечить достаточный пусковой ток во время переходного процесса при включении, произойдет просадка напряжения и может случиться так, что один из двух МОП-транзисторов начнет зависать в режиме линейного усиления, а через напряжение питания постоянно закорачиваться на «землю», что способно привести к перегреву МОП-транзистора и, как следствие, к его выходу из строя. Следует также обратить внимание на то, чтобы конденсатор входного фильтра не имел чрезмерного номинала, поскольку это может еще больше усугубить эффект «защелкивания», ведь блок питания, кроме пускового тока для генератора, должен будет зарядить и этот конденсатор.

На практике подобного негативного эффекта удается избежать, подключив конденсаторы и резонансный контур к рабочему напряжению еще до остальной части схемы. Затем затворы МОП-транзисторов можно переключать с помощью оптопар или транзисторов. Затворами также управляют и через отдельный источник питающего напряжения, например уже упомянутый модуль серии MagI³C, его включение

от основного источника питания выполняется с некоторой задержкой.

2. Импеданс, отраженный от стороны приемника к передатчику

С учетом больших скачков нагрузки на стороне приемника и вполне реальных внезапных изменений коэффициентов связи катушек может случиться так, что частично отраженный импеданс накоротко замыкает индуктивность намагничивания со стороны передатчика. Это, в свою очередь, приводит к срыву колебаний, а схема «защелкивается».

Коэффициент связи можно определить как:

$$k = \frac{U_{sec}}{\pi U_{pri}} \times \frac{N_{pri}}{N_{sec}} = \frac{M}{\sqrt{L_{pri} \times L_{sec}}},$$

где U_{sec} — напряжение на вторичной обмотке; U_{pri} — напряжение на первичной обмотке; N_{pri} — число витков первичной обмотки; N_{sec} — число витков вторичной обмотки; L_{pri} — индуктивность первичной обмотки; L_{sec} — индуктивность вторичной обмотки.

M — коэффициент взаимоиндукции определяется как:

$$M = k\sqrt{L_{pri} \times L_{sec}}.$$

Для противодействия этому негативному эффекту полезно слегка отстроить частоту резонансного контура приемника при помощи подключения дополнительного параллельного конденсатора так, чтобы резонансная частота самого контура приемника была на 10–20% выше частоты контура передатчика. Альтернативно, параллельно катушке передатчика, может быть подсоединена дополнительная индуктивность (дроссель), причем так, чтобы не возникло магнитной связи с каналом передачи энергии. Эта параллельная индуктивность должна быть равна или меньше индуктивности намагничивания катушки передатчика. Дроссель сохраняет энергию во время ZVS-процесса и помогает поддерживать колебания в случае неблагоприятных переходных процессов, связанных с изменением нагрузки.

Отраженный импеданс с параллельной компенсацией:

$$Z_{re} = \frac{(2\pi f)^2 \times M^2}{L_{sec}} \times \left(\frac{R_{load}}{2\pi f \times L_{sec}} - j \right),$$

где f — частота; R_{load} — сопротивление нагрузки.

Резонансный конденсаторный приемник:

$$C_{sec} = \frac{1}{L_{sec} \times \sqrt{1-k^2} \times (2\pi f)^2}.$$

Дополнительная компенсирующая емкость приемника:

$$C_{comp} = \frac{1}{(2\pi f)^2 \times L_{pri} \times \sqrt{1-k^2}}.$$

На первом этапе, еще при создании прототипа, важно насколько это возможно проверить все ситуации, связанные с изменением нагрузки, что критично для обеспечения надежной конструкции с надлежащей функциональностью.

ОПТИМИЗАЦИЯ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ КАТУШЕК WPT

Если катушки WPT закреплены на металле, то в этом случае могут возникать индуктивные потери из-за индуцированных вихревых токов, вызванных магнитным полем рассеяния. Кроме того, металл, например медь на печатных платах, способен нагреваться. Мощные магнитные поля рассеяния также могут оказывать непреднамеренное влияние на электронные компоненты схемы. Этот эффект будет увеличиваться при разносе катушек WPT.

Меры предупреждения предполагают максимальное удаление излучающей катушки от элементов печатной платы и металлических частей от катушек, а также использование гибких ферритовых материалов с высокой магнитной проницаемостью, таких как WE-FSFS [4] (код заказа 374006), что позволит сфокусировать магнитный поток в заданном направлении и не превращать его в ненужное тепло. Для рассматриваемого материала на рис. 13 приведены графики поведения действительной и реактивной составляющих относительной магнитной проницаемости.

Здесь μ' — это действительная часть, μ" — реактивная, или мнимая, часть, описывающая зависящие от частоты потери либо, как их называют, потери на гистерезис. Данные потери приводят к разогреву материала и ухудшению его магнитных свойств, более подробно об этом написано в [8].

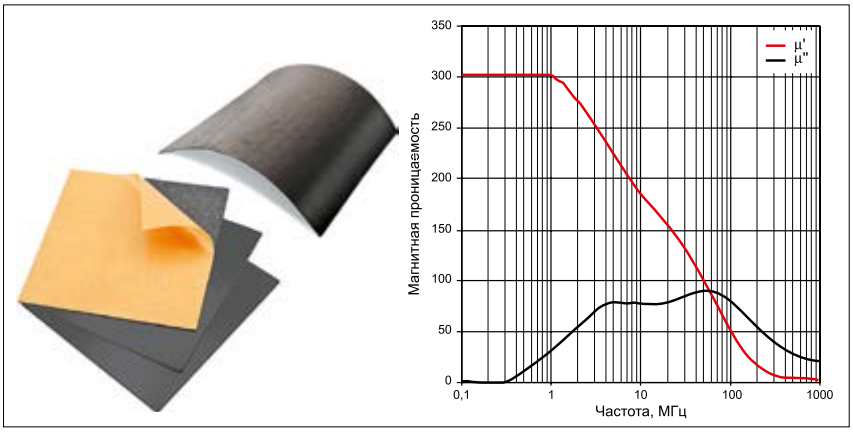


Рис. 13. **Внешний вид и зависимость относительной магнитной проницаемости гибкого ферритового материала типа WE-FSFS**

ПРИМЕР РЕШЕНИЯ

Примеры решений, которые рассматривались в рамках настоящей статьи, приведены в [1]. На рис. 14 дан пример обратимой схемы, которая может использоваться как передатчик и приемник для беспроводных систем передачи энергии мощностью 100 Вт. *(Внимание! В схеме присутствуют напряжения, опасные для прикосновения.)*

Преимущество схемы, предлагаемой на рис. 14, состоит в том, что здесь требуется только одна катушка фильтра. Центральный отвод увеличивает частоту колебаний в два раза, а уровень пульсаций входного/выходного напряжения становится меньше. Это позволяет использовать менее габаритные дроссели в фильтрах. Кроме того, благодаря наличию двух перекрывающихся катушек снижаются требования по точности сопряжения катушек передающей и приемной стороны. Дополнительное напряжение 8–10 В можно получить из основного рабочего напряжения посредством маломощного линейного стабилизатора или стабилизатора компании Würth Elektronik (код заказа: 171012401). Транзисторы M3 и M4, выполняющие роль диодов, могут быть заменены быстрыми 1-А диодами Шоттки с номинальным обратным напряжением 100 В.

Если для запитки подтягивающих резисторов применить более низкое напряжение от вспомогательного источника, то удается сократить потери мощности. В качестве конденсаторов C5 и C6 могут быть использованы конденсаторы номинальной емкостью 1 нФ, рассчитанные на рабочее напряжение 50 В, с ТКЕ NP0. Они необходимы для формирования крутых фронтов при переключении транзисторов M1 и M2. Конструктивное исполнение данной схемы приведено на рис. 15.

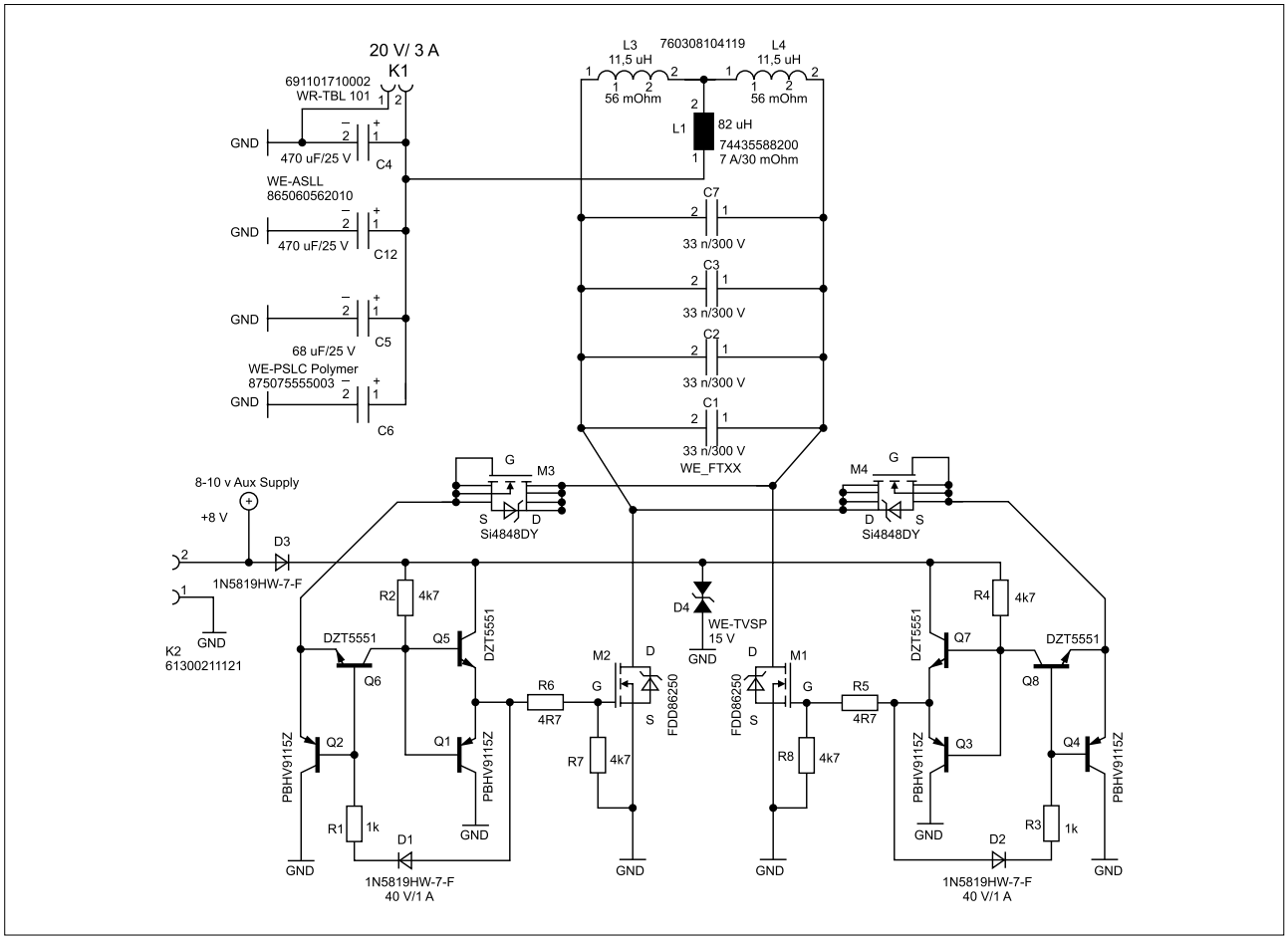


Рис. 14. **Резонансный преобразователь для катушек со средним отводом, который можно использовать на стороне передатчика и на стороне приемника. Изображение взято из [1]**

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенный вниманию читателей резонансный преобразователь представляет собой очень гибкое решение, которое легко адаптируется к условиям работы самых разнообразных приложений. Он может обеспечить наиболее эффективную беспроводную передачу энергии до нескольких сотен ватт. Если для конкретного приложения необходимо ужесточить требования по безопасности (в частности, отсутствие электрической искры при включении/выключении, обнаружение состояния передачи энергии, например при заряде аккумуляторной батареи и т. д.), то предпочтительным окажется именно представленный вариант. Предложенное в настоящей статье схемотехническое решение может стать основой и легко адаптироваться к специфике проектируемого оборудования. Вместо топологии резонансного преобразователя основой может служить и классическая мостовая схема с активным регулированием. В любом случае измерения на соответствие требованиям стандартов по ЭМС должны выполняться уже на первых прототипах и на самой ранней стадии разработки.

Высокая эффективность, малые габариты и выполнение требований стандартов в части ЭМС в большей степени зависят от схемы генератора, чем от катушек передатчика и приемника. Помимо широкого ассортимента самой разнообразной продукции, компания Würth Elektronik предлагает удобные в применении, полностью собранные катушки с наивысшими значениями добротности Q, которые благодаря высоким значениям индуктивности позволяют использовать малогабаритные конденсаторы.

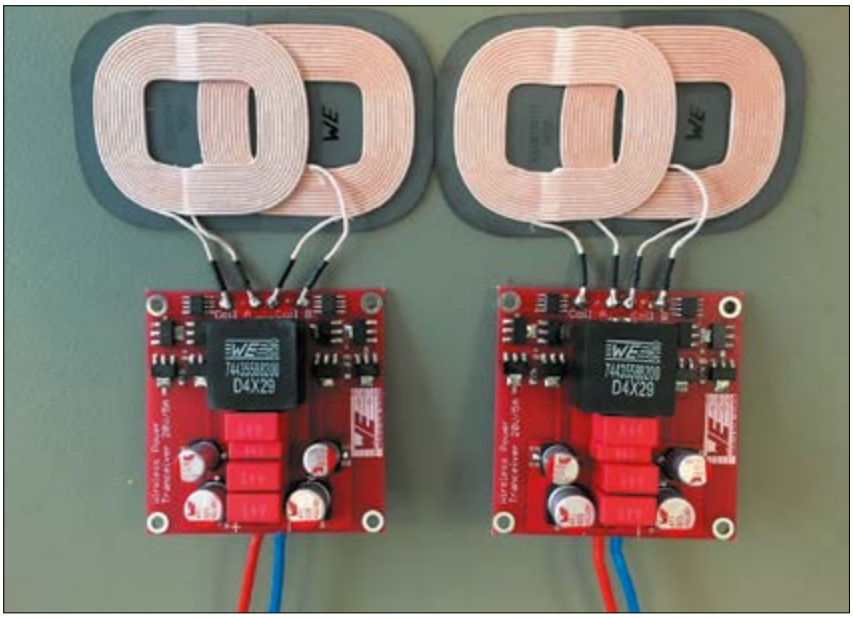


Рис. 15. **Пример конструкции передатчика/приемника, схема которого приведена на рис. 14, с катушками 760308104119, выполненными на одном основании**

На катушки намотан высокочастотный специальный многожильный провод, каждая жила которого покрыта изолирующим лаком — литцендратом (от нем. Litzen — пряди, и Draht — провод). Этот провод создан именно для изготовления высокодобротных катушек индуктивности. Данное конструктивное решение позволяет катушкам компании Würth Elektronik работать на большой мощности с низкими потерями на токах частоты преобразования. В сочетании с высококачественными ферритовыми материалами, имеющими высокую магнитную проницаемость, обеспечивается не только максимальная эффективность, но и наилучшие показатели электромагнитной совместимости, уже как свойство конечного продукта.

В двух частях настоящей статьи показаны принцип и общее решение устройств беспроводной передачи энергии большой мощности, работающих в условиях индустриальной среды, представлены варианты возможных технических решений, даны рекомендации, приведено перспективное практическое решение. Далее будут рассмотрены аспекты, связанные с электромагнитными помехами (ЭМП), и вытекающие из этого вопросы соответствия представленных устройств требованиям по электромагнитной совместимости. Данная публикация, несомненно, окажется полезной разработчикам систем беспроводной передачи энергии, причем не только однонаправленных, типа зарядных устройств, но и двунаправленных, когда приемник и передатчик энергии могут меняться местами.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Nadler A., Som C. ANP032e — High Power Wireless Power Transfer for the Industrial Environment. Würth Elektronik eiSos GmbH. www.we-online.com/web/en/electronic_components/produkte_pb/application_notes/anp032.php*
2. *Бейлис А.-М. Безопасное использование DC/DC-преобразователей: требования третьей редакции стандарта IEC 60601-1 // Компоненты и технологии. 2015. № 11.*
3. *Рентюк В., Филатов В. Источники питания с высоким пробивным напряжением по изоляции. Безопасность превыше всего // Компоненты и технологии. 2016. № 3.*
4. *Рагху Н. Выбор катушек для беспроводных зарядных устройств // Компоненты и технологии. 2015. № 9.*
5. *Ли П. Результаты тестирования изоляции DC/DC-преобразователей питания драйверов затвора на ее устойчивость к частичным разрядам // Компоненты и технологии. 2016. № 7.*
6. *www.katalog.we-online.de/en/pm*
7. *Рентюк В. Что нужно знать об испытаниях на выполнение требований по ЭМС для изделий коммерческого назначения // Компоненты и технологии. 2017. № 7.*
8. *Рентюк В. Решение проблемы магнитного экранирования на примере материалов компании Würth Elektronik // Компоненты и технологии. 2015. № 8.*

МНОГОСЛОЙНАЯ ЧИП-АНТЕННА WE-MCA: ОСОБЕННОСТИ РАЗМЕЩЕНИЯ И СОГЛАСОВАНИЯ

МУХАММАД АЛИ ХАЛИД (MUHAMMAD ALI KHALID), СИМОН МАРК (SIMON MARK), РИЧАРД БЛЕЙКИ (RICHARD BLAKEY)
Перевод и дополнения: **ВЛАДИМИР РЕНТЮК**

В этой статье, которую можно использовать как инструкцию по применению, объясняется, как достичь максимальной производительности многослойной чип-антенны серии WE-MCA производства компании Würth Elektronik при ее размещении на печатной плате, а также предложены методы для эффективного согласования импедансов антенны и фидера.

ВВЕДЕНИЕ

Тенденция к миниатюризации устройств беспроводной связи привела к уменьшению размеров печатных плат и, соответственно, к увеличению плотности размещения на них компонентов. И хотя это стало импульсом к несомненному прогрессу, который помог в развитии очень многих областей современной электроники, однако наложило определенные ограничения на проектирование радиочастотного интерфейса. По своей природе антенны, а это касается как передающих, так и антенн, принимающих электромагнитные сигналы, так или иначе взаимодействуют со своим окружением, поэтому они подвержены влиянию среды и чрезвычайно чувствительны к внешним электромагнитным полям. Все это может создать трудности для разработчиков при интеграции антенн в конструкцию конечного устройства, особенно с учетом того, что современная антенна достаточно миниатюрна, но при этом имеет хороший коэффициент усиления и довольно высокую эффективность в рабочем частотном диапазоне. Здесь крайне важно сохранять все характеристики антенны в условиях конкретной конструкции печатной платы и принимать во внимание влияние расположенных рядом компонентов и проводников.

Для инженеров, занятых в проектировании беспроводной системы, представляют интерес многослойные чип-антенны. Их преимущества — хорошие характеристики при невысокой стоимости и небольшом занимаемом пространстве. Эти антенны изготавливаются из так называемой низкотемпературной совместно обжигаемой керамики (low temperature co-fired ceramic, LTCC) и состоят из нескольких слоев специального диэлектрического материала, спрессованных и обожженных в монолитную структуру. Каждый диэлектрический слой имеет узорчатую металлизацию на поверхности, которая соединяется с другими слоями через переходные отверстия. Слои и переходы образуют спиральную, как правило, меандровую многослойную антенну. Внешний вид таких антенн представлен на рис. 1.

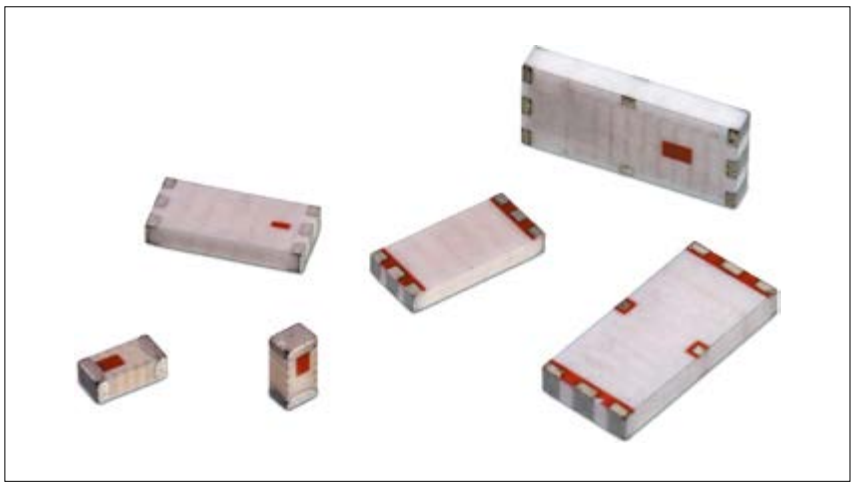


Рис. 1. **Многослойные чип-антенны серии WE-MCA**

КОНСТРУКТИВНОЕ ИСПОЛНЕНИЕ МНОГОСЛОЙНОЙ ЧИП-АНТЕННЫ WE-MCA И ЕЕ КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Важность оптимального размещения антенны становится более понятной, если принять во внимание ее структуру и принцип работы. С этой целью, для иллюстрации распределения электромагнитных полей и получения диаграмм направленности излучения, была смоделирована многослойная чип-антенна WE-MCA, вариант исполнения 748 893 02 45 [3]. Для моделирования использовался инструмент CST

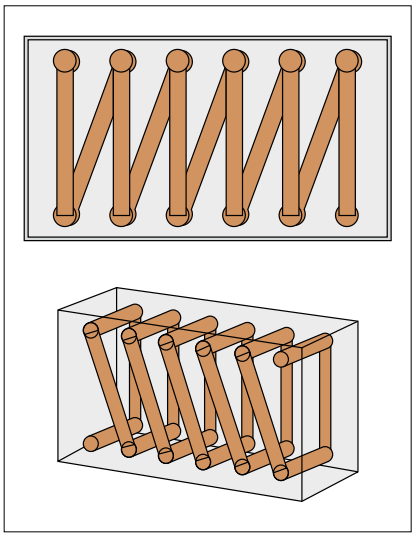


Рис. 2. **Внутренняя структура многослойной чип-антенны WE-MCA, вариант исполнения 748 893 02 45**

Microwave studio компании CST (Германия), позволяющий подучить трехмерное распределение электромагнитного поля. Как можно видеть на рис. 2, многослойная чип-антенна данного типа состоит из металлических слоев, соединенных между собой переходными отверстиями, и закрыта керамическим материалом.

Внутренние проводники и переходные отверстия образуют излучающую многослойную меандровую структуру. Электромагнитные поля генерируются токами во внутреннем проводнике (рис. 3). Меандровая структура обладает собственным резонансом и позволяет такому компоненту при достижении сопоставимых характеристик быть по габаритам меньше несимметричной вибраторной антенны.

Антенна предназначена для работы на центральной частоте 2,45 ГГц (диапазон протоколов Bluetooth/Wi-Fi) при условии согласования и имеет полосу пропускания по уровню –10 дБ не менее 250 МГц. Возвратные потери (return loss — отношение мощности отраженных электромагнитных сигналов к мощности сигнала на входе, или S11) антенны довольно высоки и составляют не менее 30 дБ (типовое значение), что, собственно, и подтверждается S-параметрами, полученными в результате моделирования (рис. 4).

ОБЩИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ОПТИМАЛЬНОМУ РАЗМЕЩЕНИЮ ЧИП-АНТЕННЫ НА ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЕ

При интеграции антенны в конструкцию изделия одним из наиболее значимых этапов разработки становится выбор оптимальной компоновки печатной платы и размещения на ней необходимых элементов. Это связано с постоянным увеличением плотности установки компонентов на печатных платах, что вызвано вполне понятным желанием уменьшить габариты устройства. Однако здесь важно не нарушить заложенные в устройство функции, для эффективного выполнения которых оно, собственно, и проектируется.

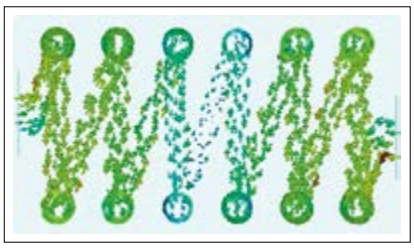


Рис. 3. **Распределение тока на частоте 2,45 ГГц, полученное в результате моделирования чип-антенны WE-MCA, вариант исполнения 748 893 02 45**

Что же касается интересующей нас проблемы, а именно чип-антенн, то они при работе в качестве четвертьволнового (λ/4) несимметричного волнового вибратора могут быть чрезвычайно чувствительными к силовым и заземляющим плоскостям. Однако если при проектировании печатной платы с чип-антенной тщательно и разумно учитывать размеры линии подачи питания (фидера) и плоскости заземления, то можно достичь производительности, сопоставимой с дипольной полуволновой антенной (λ/2). Так что для достижения оптимального усиления и производительности расположение антенны WE-MCA имеет самое решающее значение. Если не соблюдать правила проектирования, то усиление антенны может быть значительно уменьшено. Здесь необходимо учитывать, что, как правило, чем ближе к антенне размещена плоскость заземления, тем хуже ее характеристики.

Итак, давайте рассмотрим типичные варианты размещения чип-антенны.

Угловое размещение чип-антенны

Размещение антенны на углу печатной платы, как правило, считается предпочтительным вариантом. Это обычно приводит к большему усилению антенны. Если антенна расположена в углу, она будет окружена заземляющей плоскостью только с двух сторон. Но даже когда антенна находится в углу печатной платы, для достижения ее оптимальных характеристик должны быть реализованы следующие критерии (рис. 5).

Рис. 4. **Значение возвратных потерь S11 многослойной чип-антенны WE-MCA (748 893 02 45), полученное в результате компьютерной симуляции**

Размещение чип-антенны на боковой стороне печатной платы

В случае когда из-за конструктивных особенностей конечного продукта антенна не может быть размещена в углу печатной платы, она может быть установлена на боковой стороне, хотя необходимо сказать, что в этом случае характеристики антенны могут несколько снизиться. Причина в том, что при подобном размещении антенна с трех сторон будет окружена заземляющей плоскостью. Чтобы при таком размещении обеспечить наилучшую производительность, должны быть соблюдены следующие критерии проектирования (рис. 6).

Размещение чип-антенны на плоскости заземления

В крайних случаях антенна может быть размещена над или между плоскостями заземления. Однако следует помнить, что наличие металлической пластины, в том числе и/или батареи, выше или ниже антенны, также приведет к значительному ухудшению ее характеристик. В некоторых случаях у разработчика просто нет другой альтернативы, кроме как использовать размещение антенны сверху или снизу области заземления. Поэтому для обеспечения достаточных характеристик усиления антенны необходимо тщатель-

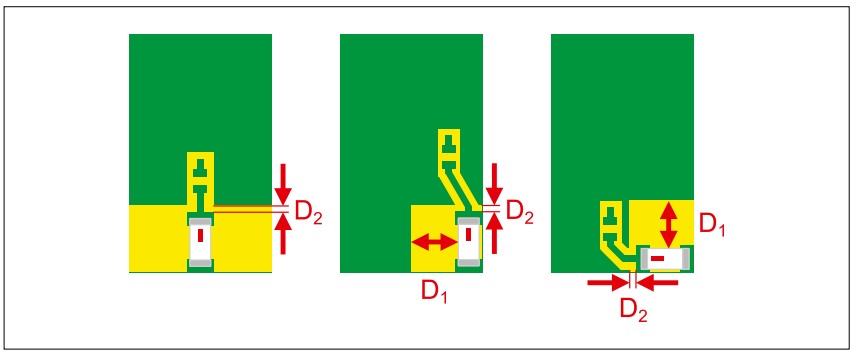


Рис. 5. **Правила проектирования при угловом размещении многослойной чип-антенны WE-MCA. Здесь: D1 > 2W; D2 = (0,5–1) мм и A1 = (1–2) мм2 (желтая поверхность); W — ширина антенны**

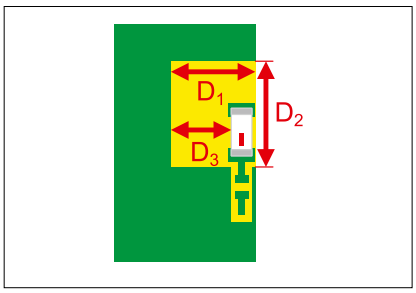


Рис. 6. **Правила проектирования для размещения многослойной чип-антенны WE-MCA.**

Здесь: D1 > 4W; D2 > 2L; D3 > 3W; W — ширина антенны; L — длина антенны

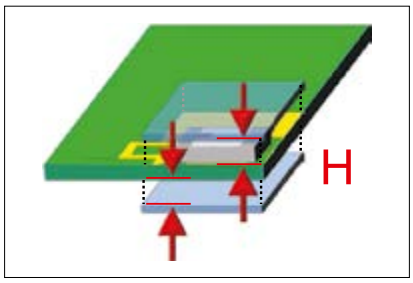


Рис. 7. **Правила проектирования размещения многослойной чип-антенны WE-MCA на плоскости заземления. Здесь: H > 6 мм**

но продумать этапы проектирования, в том числе и прибегнуть к созданию прототипа. Причем базовым посылом для выбора оптимального размещения является соображение, что плоскости заземления должны быть расположены как минимум на 6 мм выше или ниже области установки антенны (рис. 7).

Особенности размещения чип-антенны в устройствах, закрытых корпусом

Особые подходы к проектированию должны быть приняты во внимание, когда чип-антенна помещена еще и в корпус устройства. То, что установка такой антенны внутри металлического корпуса, какой бы он ни был, недопустима — не подлежит сомнению, поскольку большая часть мощности антенны будет отражаться обратно в устройство. Что же касается корпусов из непроводящих материалов, таких как пластик и стекло, интегрировать в них чип-антенну гораздо проще, чем в конструкцию из токопроводящих материалов. И хотя в данном случае мощность, излучаемая антенной, не отражается, корпус окажет некоторое влияние на импеданс и общие характеристики антенны. В зависимости от диэлектрической проницаемости непроводящего материала и его близости к антенне можно получить значительный сдвиг частоты резонанса антенны, иногда до сотен мегагерц. Чтобы не наступить здесь на грабли, этот сдвиг необходимо оценить и исправить путем соответствующего согласования импеданса, о чем и пойдет речь в следующей части статьи.

Согласование импеданса чип-антенны

Обычно при проектировании чип-антенны ее электрические характеристики измеряются на испытательной плате производителя в условиях свободного пространства, то есть в идеальном варианте ее применения. В действительности же антенна будет работать в среде, которая приводит к преобразованию ее импеданса. Проблема еще и в том, что рассогласование по импедансу будет отличаться для каждого конкретного типа устройства. Надежной оценкой того, насколько хорошо антенна согласована с ее линией питания (фидером), является такая характеристика, как уже упомянутые при рассмотрении параметров многослойной чип-антенны WE-MCA возвратные потери (return loss, или RL).

Возвратные потери — это способ выражения коэффициента отражения в логарифмическом виде (в децибелах) и числовое выражение, показывающее, насколько уровень отраженного сигнала ниже уровня падающего сигнала по мощности или напряжению. Чем больше величина return loss, тем лучше согласование. Как правило, возвратные потери выражаются положительным числом (берутся по модулю) и изменяются в пределах от бесконечности для идеально согласованного тракта передачи до 0 дБ при коротком замыкании или холостом ходе.

Как уже было сказано, возвратные потери количественно определяют мощность, отражаемую из-за рассогласования антенны обратно к источнику и описываемую следующим уравнением:

$$RL_{дБ} = 10\log10\,(P_{пад}/P_{отр}) = 20\log10\,(V_{пад}/V_{отр}),$$

где $P_{пад}$ — падающая мощность; $P_{отр}$ — отраженная мощность; $V_{пад}$ — падающее напряжение; $V_{отр}$ — отраженное напряжение.

В идеальном варианте полностью согласованная с фидером антенна будет передавать 100% падающей мощности с нулевыми возвратными потерями. Но поскольку на практике такая ситуация нереальна, а компоненты не являются идеальными, всегда возникают нежелательные потери. Возвратные потери в 10 дБ являются приемлемыми и означают передачу мощности 90%, тогда как возвратные потери в 20 дБ эквивалентны передаче мощности 99%.

Для уменьшения несоответствий, вызванных неидеальностью компонентов, конкретным размещением печатной платы в устройстве, окружающими антенну компонентами и корпусом, а также наличием или отсутствием перекрывающихся плоскостей заземления, выполняется согласование импеданса. Цель такого согласования — обеспечить синфазность напряжения и тока (то есть убрать реактивную составляющую полного сопротивления), что, соответственно, требует добавления компенсирующей емкости или индуктивности к цепи питания антенны — согласующего звена. Это сводит к минимуму величину отраженной мощности и уменьшает коэффициент стоячей волны по напряжению — КСВН (voltage standing wave ratio, VSWR), что означает эффективную передачу мощности на антенну и от нее в эфир, поскольку при полном согласовании на антенну по линии питания и от нее в этом случае передается максимальная мощность. Связь между возвратными потерями и КСВН описывается следующим уравнением[1]:

$$\text{КСВН} = \frac{1+10(-RL_{дБ}/20)}{1-10(-RL_{дБ}/20)}.$$

Исходя из сказанного, при разработке конструкции продукта на этапе проектирования его печатной платы необходимо предусмотреть и выделить специальное пространство для размещения соответствующего согласующего звена. Оно может содержать как высокочастотные катушки индуктивности, так и конденсаторы, или то и другое вместе в различных сочетаниях. Проблема заключается в том, что конфигурацию согласующего звена и конкретные значения его элементов можно определить и оптимизировать, как правило, только на этапе создания прототипа. При этом согласующие цепи необходимо размещать как можно ближе к нагрузке (антенне) или источнику, поскольку длина линии питания антенны будет влиять на согласование полного сопротивления и, следовательно, на передачу мощности. На микроволновых частотах входной импеданс изменяется еще и в зависимости от расстояния от источника, если линия передачи не согласована с нагрузкой/источником с характеристическим импедансом. Полное сопротивление можно измерить с помощью такого замечательного прибора, как векторный анализатор электрических цепей (Vector Network Analyzer, VNA). Анализатор способен измерять амплитуду и сдвиг фазового угла системы. Измерения могут отображаться в нескольких форматах, но наиболее полезными инструментами при согласовании импеданса антенны являются S-параметры и диаграмма Вольперта — Смита[2].

S-параметры

S-параметры являются частью большей группы схожих параметров (например, Z-параметров, Y-параметров) и используются для оценки согласо-

1 При необходимости для пересчета можно воспользоваться онлайн-калькулятором, доступным по ссылке: **http://www.cbplus.ru/soft/vpvksv.htm**. — *Прим. пер.*

2 Диаграмма Вольперта — Смита, обычно ее называют диаграммой Смита, — круговая диаграмма, предназначенная для определения комплексных сопротивлений нагрузки линии по значениям коэффициента бегущей или стоячей волны и фазы коэффициента отражения. — *Прим. пер.*

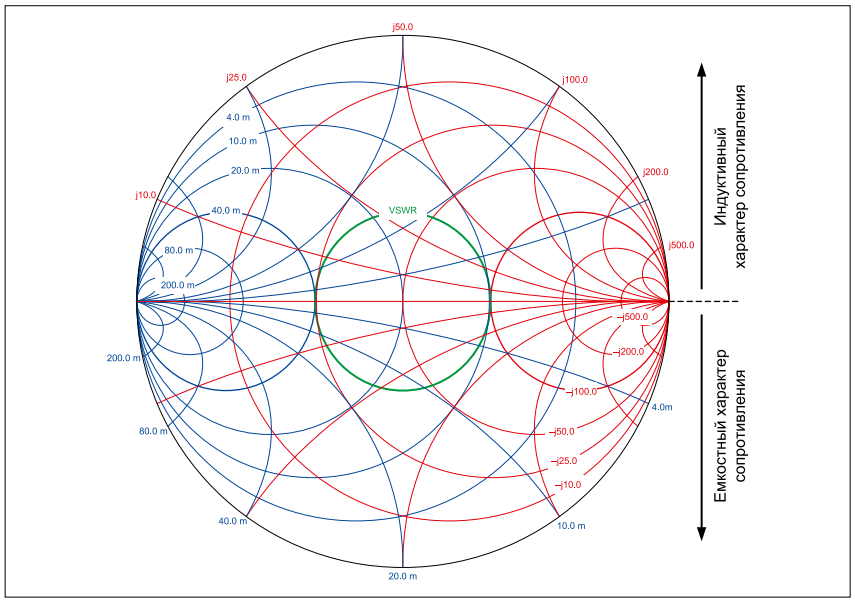


Рис. 8. **Пример диаграммы Смита с линиями активной и реактивной проводимости (показано синим цветом) и линиями активного и реактивного сопротивления (показано красным цветом), кроме того, диаграмма Смита включает круг КСВН (показан зеленым)**

ванных нагрузок с характеристиками системы. Для S-параметров система, содержащая любое количество и разнообразие компонентов, рассматривается как черный ящик с портами. Параметр S11 предоставляет информацию о величине мощности, которая отражается (это упомянутые выше возвратные потери) обратно в порт, а S21 — мощность, которая передается (и оценивает вносимые потери) от порта 1 к порту 2. Измерения представлены в виде комплексного числа, которому соответствует величина (амплитуда) и фазовый угол. Все это может быть отображено либо в декартовой форме, где величина и фаза представлены в децибелах и градусах, либо в полярной форме, где точка данных представляет измерение на одной частоте или местоположение для спектра данных.

Диаграмма Смита

Диаграмма Смита — удобный графический инструмент, который отображает комплексные импедансы в полярных координатах и обычно используется для решения задач из теории передающих линий. Преимущество диаграммы Смита заключается в ее способности одновременно отображать несколько параметров, представляющих интерес для разработчиков и наладчиков радиоаппаратуры. Некоторые из этих параметров включают импеданс, комплексную проводимость двухполюсника для гармонического сигнала, иногда в технической литературе называется адмиттанс (является величиной, обратной комплексному сопротивлению, то есть импедансу), S-параметры, КСВН и круги с постоянным усилением. При рассмотрении представленного на рис. 8 набора кругов, дуг и линий это может вызвать уныние, так как кажется довольно устрашающим. Однако, для того чтобы правильно их интерпретировать, на практике необходимо усвоить и понять всего несколько простых моментов. Красные круги и красные дуги, которые мы видим на рис. 8, соответственно являются линиями активного и реактивного сопротивления и всегда касаются контура графика под углом 90°. Следует помнить, что активное и реактивное сопротивление остаются постоянными, если движение происходит вдоль этих кругов и дуг. Точно так же синие круги и кривые, которые касаются контура диаграммы Смита под углом 270°, называются линиями активной и реактивной проводимости. В центре диаграммы Смита находится точка 50 Ом, которая также представляет интерес, поскольку характеристический импеданс (Z0) рассматриваемых чип-антенн практически всегда равен 50 Ом.

Как только измерение выполнено, оно появляется на диаграмме Смита в виде зависящего от частоты комплексного сопротивления с активными и реактивными составляющими. Цель в этом случае — переместить импеданс на рабочей частоте антенны в центр диаграммы Смита (напоминаем, что это и есть стандартные 50 Ом). Сдвиг может быть достигнут с использованием высоко-частотных катушек индуктивности и/или конденсаторов (рис. 9).

Однако особенно эффективно в этом случае так называемое π-согласование (часто известное как П-контур). Его преимущество заключается в универсальности, поскольку такое согласующее звено можно очень гибко использовать для настройки антенны до 50 Ом практически от любого другого значения импеданса

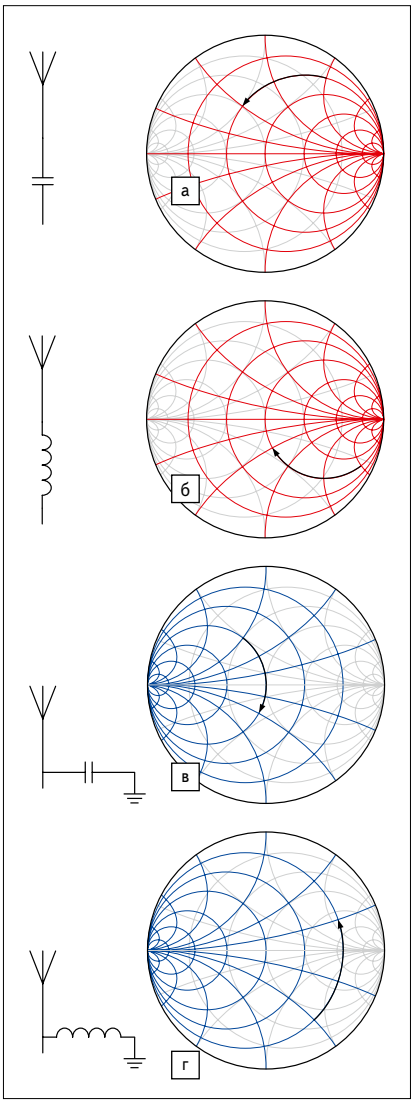


Рис. 9. **Влияние пассивных компонентов на импеданс согласующей сети:**

а) последовательный конденсатор будет перемещать импеданс против часовой стрелки вдоль круга активного сопротивления;

б) последовательная индуктивность будет перемещать импеданс по часовой стрелке вдоль круга активного сопротивления;

в) шунтирующий (параллельный) конденсатор будет перемещать импеданс по часовой стрелке вдоль контура активной проводимости;

г) шунтирующая (параллельная) индуктивность будет перемещать импеданс против часовой стрелки вдоль контура активной проводимости

и его характера. В типичных случаях для того, чтобы согласовать полное сопротивление до 50 Ом, необходимы только два реактивных компонента (катушка индуктивности и конденсатор). Но чтобы обеспечить максимальную гибкость на более поздних этапах процесса разработки, такое π-звено всегда должно быть заранее предусмотрено в конструкции, а именно в топологии печатной платы. Используя приведенные ниже принципы, можно видеть, какие компоненты понадобятся и в какой топологии можно достичь желаемого согласования антенны.

ПРАКТИЧЕСКИЙ ПРИМЕР СОГЛАСОВАНИЯ МНОГОСЛОЙНОЙ ЧИП-АНТЕННЫ WE-MCA

Теперь мы, зная правила проектирования, на их основе покажем практический пример согласования, направленный на достижение наилучших эксплуатационных характеристик чип-антенны WE-MCA. Делать мы это будем на демонстрационной плате (748 891 0EB) с помощью высокочастотных катушек индуктивности из поставляемого компанией Würth Elektronik набора для проектирования многослойных керамических SMD-индуктивностей WE-MK (744 784 A) и векторного анализатора электрических цепей E5071C компании Keysight (Санта-Роза, США). Набор WE-MK (744 784 A) бесплатно доступен в качестве бонуса для клиентов компании Würth Elektronik. Перед калибровкой настройте анализатор на частотный диапазон, который охватывает всю интересующую полосу с небольшим запасом. Например, антенна WE-MCA (748 891 02 45) охватывает частотный диапазон 2,4–2,5 ГГц, поэтому для анализатора необходимо установить диапазон измерения 2–3 ГГц. Что, собственно, и было сделано.

Перед началом работы крайне важно правильно откалибровать анализатор в соответствии с указаниями в инструкции производителя. Это нужно для того, чтобы компенсировать фазовый сдвиг, вызванный соединительным кабелем. Без правильной калибровки достижение согласованной антенны возможно, но вам будет намного сложнее интерпретировать данные диаграммы Смита. Чтобы проверить качество калибровки, к кабелю можно подключить короткозамкнутую нагрузку, проверить в режиме холостого хода и нагрузки 50 Ом. При этом следует изучить результаты измерения по диаграмме Смита. Если калибровка выполнена должным образом, то на диаграмме Смита трасса в режиме короткого замыкания должна отображаться слева, а в режиме холостого хода — справа, при подключении нагрузки, естественно, по центру. Затем установите маркеры в нижнем и верхнем диапазоне рабочих частот антенны.

Для низкочастотных антенн в режиме короткого замыкания, чтобы увидеть, как антенна работает без соответствующего согласования, можно использовать резистор с номинальным сопротивлением 0 Ом. Однако на более высоких частотах паразитная индуктивность такого резистора становится достаточно значительной и может оказать влияние на согласующее звено. Следовательно, здесь лучше использовать конденсатор, но такой, чтобы его собственная резонансная частота соответствовала

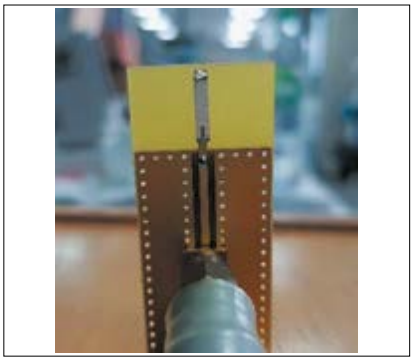


Рис. 10. **Замыкание согласующей цепи конденсатором емкостью 15 пФ**

частоте антенны, в этом случае он будет обеспечивать режим короткого замыкания. Теоретически, когда конденсатор используется на его собственной резонансной частоте (в спецификациях она обозначена как SRF — self-resonant frequency), его импеданс должен быть резистивным, а не реактивным. Хотя конденсатор и имеет некий омический импеданс, но на этих частотах он будет работать как короткое замыкание без реактивного элемента, что лучше, чем резистор с паразитным реактивным сопротивлением. В нашем примере использован высокочастотный высокодобротный конденсатор номинальной емкостью 15 пФ (рис. 10). При этом были измерены S-параметры (рис. 11) и комплексное сопротивление (рис. 12).

Эти измерения дают нам важную информацию об импедансе антенны в условиях «как есть» и указывают, какую емкость и индуктивность необходимо добавить в согласующую цепь, чтобы вывести маркеры в центр диаграммы Смита и достичь согласованного полного сопротивления. Для выбора значений компонентов также может быть использовано соответствующее программное обеспечение и онлайн-инструменты, облегчающие проектирование. Из диаграммы Смита (рис. 12) видно, что для того, чтобы привести напряжение и ток в фазу для достижения максимальной эффективности антенны, нам необходимо параллельно антенне добавить индуктивность 4,8 нГн и 1,6 пФ последовательной емкости.

Поскольку стандартные высокочастотные индуктивности, как и конденсаторы, доступны в ограниченном выборе номинальных значений, нами были использованы катушка индуктивности на 4,7 мкГн и конденсатор 1,5 пФ. После чего S-параметры были повторно измерены (рис. 13).

Мы можем видеть, что, хотя наша чип-антенна WE-MCA работает уже лучше, чем тогда, когда она была не согласова-

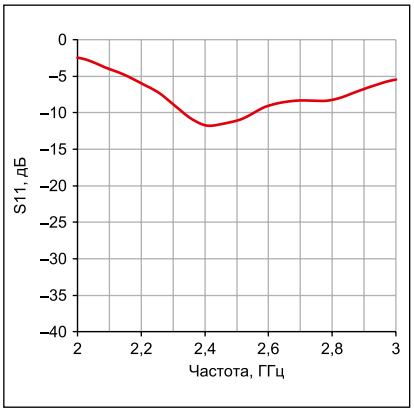


Рис. 11. **Значение возвратных потерь S11 для закороченной чип-антенны WE-MCA**

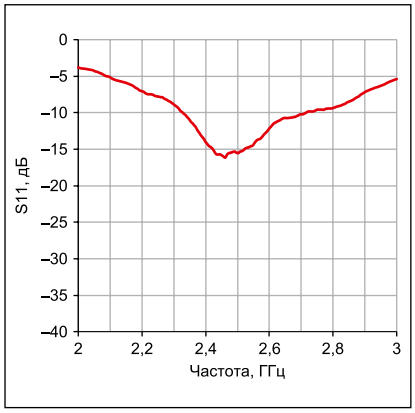


Рис. 13. **Значение возвратных потерь S11 для частично согласованной чип-антенны WE-MCA**

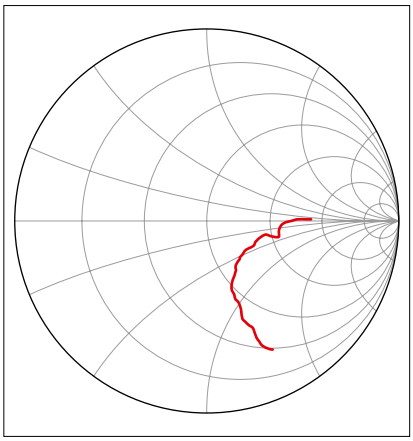


Рис. 12. **Комплексное сопротивление, нанесенное на диаграмму Смита для закороченной чип-антенны WE-MCA**

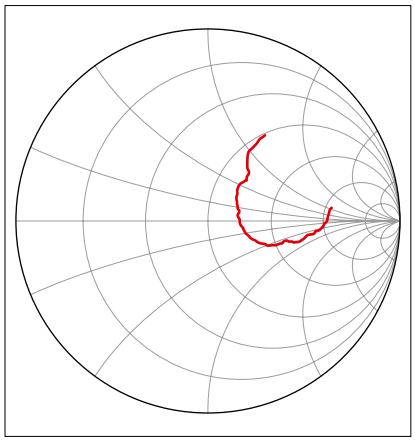


Рис. 14. **Комплексное сопротивление, нанесенное на диаграмму Смита для частично согласованной чип-антенны WE-MCA**

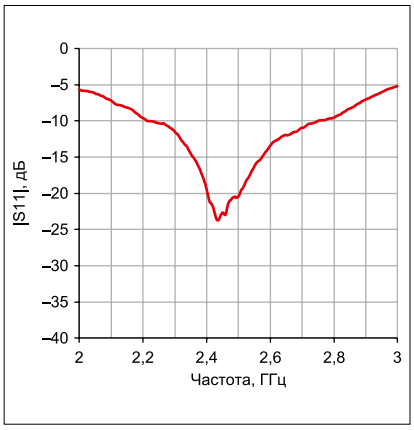


Рис. 15. **Значение возвратных потерь S11 при практически оптимально согласованной чип-антенне WE-MCA**

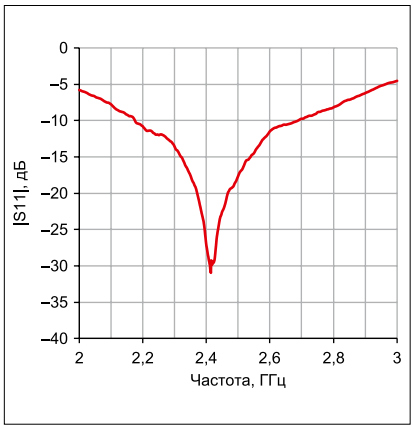


Рис. 17. **Значение возвратных потерь S11 при оптимально согласованной чип-антенне WE-MCA**



Рис. 19. **Размещение согласующего звена с индуктивностью 3,3 нГн и конденсатором емкостью 1,5 пФ на оценочной печатной плате (748 891 0EB)**

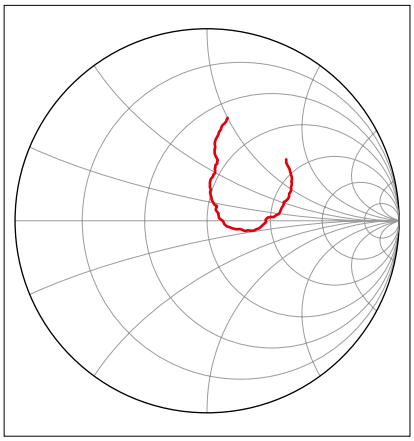


Рис. 16. **Комплексное сопротивление, нанесенное на диаграмму Смита для практически оптимально согласованной чип-антенны WE-MCA**

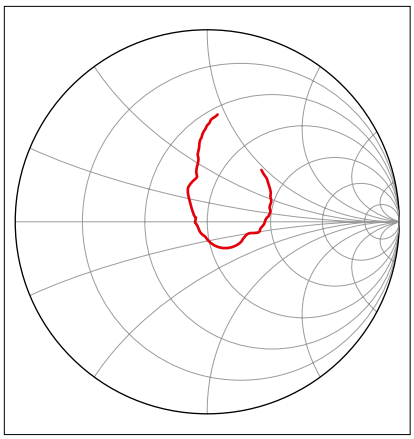


Рис. 18. **Комплексное сопротивление, нанесенное на диаграмму Смита для оптимально согласованной чип-антенны WE-MCA**

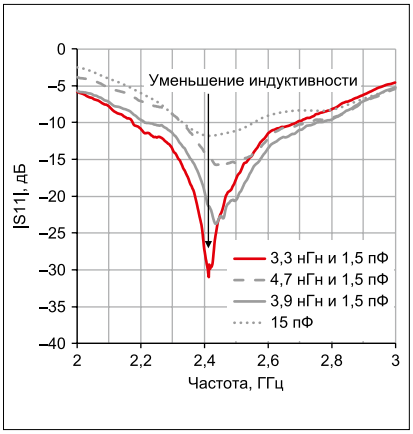


Рис. 20. **Эффект от уменьшения параллельной индуктивности в согласующем звене для многослойной чип-антенны WE-MCA**

на, ее характеристики в части усиления и импеданса все еще не оптимальны (рис. 14). Именно здесь при оптимизации схемы согласования знания, практика и опыт окупятся сторицей, можно сказать, что тут уже требуется определенная интуиция. А все это больше похоже на искусство. Обычно для достижения оптимального соответствия требуется ряд итерационных шагов. В нашем примере катушка индуктивности 4,7 нГн была заменена на катушку номиналом 3,9 нГн, после чего чип-антенна была измерена повторно.

Результат с индуктивностью 3,9 нГн и конденсатором 1,5 пФ показывает, что, хотя полное сопротивление почти согласовано, но возвратные потери не превышают 25 дБ (рис. 15). Впрочем, этого более чем достаточно для большинства приложений, где требуется широкая полоса пропускания, но данный параметр все же может быть улучшен.

На последнем этапе индуктивность согласующего звена была уменьшена путем замены катушки индуктивностью 3,9 на 3,3 нГн. Результат последней итерации — своеобразного финального мазка на нашей картине — показан на рис. 16.

Мы можем видеть, что с индуктивностью 3,3 нГн и конденсатором емкостью 1,5 пФ достигается то, что можно назвать оптимальным согласованием импеданса. При этом возвратные потери находятся на уровне около 30 дБ при сохранении полосы пропускания по уровню 10 дБ шириной в 500 МГц (рис. 17), точка импеданса на резонансной частоте достаточно близка к центру диаграммы Смита (рис. 18). Внешний вид этого варианта конструктивного решения представлен на рис. 19.

На этом примере мы можем наблюдать важность объединения теории и практики в виде итеративного процесса, поскольку для достижения оптимальной производительности чип-антенны (рис. 20) необходимы именно оба эти подхода. Очевидно, что процесс согласования может потребоваться повторить на многочисленных этапах проектирования для проверки эффективности уже всей системы в сборе.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Многослойная чип-антенна WE-MCA может использоваться для самых различных беспроводных приложений передачи данных, включая Bluetooth, GSM, ZigBee и WLAN. Она имеет низкий профиль и малый вес при высоком коэффициенте усиления и хорошей температурной стабильности. Чип-антенны при сохранении их производительности могут быть легко вписаны в конструкцию конечного продукта, даже без специальных знаний или опыта проектирования высокочастотной техники, в случае когда понятны основы измерения и согласования импеданса. Как можно видеть из настоящей статьи, непосредственно сам процесс согласования многослойных чип-антенн WE-MCA с применением последовательного логического итеративного подхода может быть реализован достаточно просто.

ЛИТЕРАТУРА

1. Caron W. N., League A. R. R. Antenna Impedance Matching. American Radio Relay League, 1989.

2. Yarman B. S. Design of Ultra Wideband Antenna Matching Networks: Via Simplified Real Frequency Technique. Springer Netherlands, 2008.

3. Spezifikation für Freigabe/Specification for release. Date: 2004–10–11. Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. K. www.katalog.we-online.de/pbs/datasheet/7488930245.pdf



Symmetron

Группа компаний «Симметрон» — эксклюзивный дистрибьютор компании Würth Elektronik в России.

МОСКВА
Ленинградское шоссе, д. 69, к. 1
Тел.: +7 495 961-20-20
moscow@symmetron.ru

НОВОСИБИРСК
ул. Блюхера, д. 71б
Тел.: +7 383 361-34-24
sibir@symmetron.ru

САНКТ-ПЕТЕРБУРГ
ул. Таллинская, д. 7
Тел.: +7 812 449-40-00
spb@symmetron.ru

МИНСК
ул. В. Хоружей, д. 1а, оф. 403
Тел.: +375 17 336-06-06
minsk@symmetron.ru

www.symmetron.ru

Техническая поддержка: wurth@symmetron.ru