

Сборник технических статей Würth Elektronik

Выпуск 2. 2019-2021 гг.



Symmetron

Electronic Components



содержание

О КОМПАНИИ И СЕРВИСАХ

2 Портрет Würth Elektronik
кисти Анастасии Фадеевой

7 Наталья Солошенко
Скорая ЭМС-помощь

ФЕРРИТЫ

11 Кристофер Ричардсон, Ранжит Браманпалли
Выбор и использование ферритовых бусин
для подавления звона в импульсных
преобразователях

КОНДЕНСАТОРЫ

16 Владимир Рентюк
Как использовать суперконденсаторы:
краткое руководство

24 Наталья Солошенко
Всегда ли нужна миниатюризация
керамических конденсаторов

ФИЛЬТРЫ

27 Стефан Кляйн
Сетевой фильтр — последний барьер
в импульсном источнике питания

ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ КОМПОНЕНТЫ

32 Александр Шайлет
Проблема деградации электрических
характеристик соединителей

35 Джеффри Лю
Проблемы технологии монтажа
в отверстия оплавлением

ИНТЕРФЕЙСЫ

41 Владимир Рентюк
Измерение параметров рассеяния в смешанном
режиме без симметрирующего устройства

45 Роберт Шиллингер, д-р Ричард Блэйки
Эффективная фильтрация и защита порта USB 3.1.

50 Роберт Хартунг
Плата адаптера для фильтрации электромагнитных
помех на интерфейсе RS-485

59 Хайро Бустос, Роберт Шиллингер, Саймон Марк,
Аширо Чен
Краткое руководство по разработке
индустриального Ethernet
с использованием трансформаторов
WE-STST компании Würth Elektronik

ОПТОЭЛЕКТРОНИКА

64 д-р Ричард Блэйки
Преимущества светодиодного освещения
для сельского хозяйства

69 Иоган Валдхерр, д-р Ричард Блэйки
Фитохромная система:
для чего нужен дальний красный?

73 Владимир Рентюк
Оптроны WL-OCPT серии 816 —
первая ласточка компании Würth Elektronik

ТРАНСФОРМАТОРЫ

78 Елизар Фалко
Изолированный источник питания 6 Вт
для драйвера затвора SiC-MOSFET

ПОРТРЕТ WÜRTH ELEKTRONIK КИСТИ АНАСТАСИИ ФАДЕЕВОЙ



Компания Würth Elektronik — не новичок на российском рынке, ее продукция достаточно хорошо известна, и мы не первые, кто рассказывает об этой компании. Поэтому, задавая вопросы, мы старались не углубляться в частности, а сделать обзор компании, что называется от «а» до «я». В этом нам помогла Анастасия Фадеева, руководитель региональных продаж Würth Elektronik RUS по Северо-Западному и Уральскому федеральным округам. На наш взгляд, она лаконично и точно нарисовала портрет компании для того, чтобы помочь читателю получить максимально полное представление о ней.

— Würth — не отдельная компания, а группа компаний. Расскажите, пожалуйста, где расположены эти компании, как они связаны между собой, насколько они независимы.

— Ответ на этот вопрос может показаться длинным и сложным. Я постараюсь дать развернутый ответ и осветить тему со всех затронутых сторон. Начнем с иерархии. Würth Elektronik Group входит в состав Würth Group, по численности и обороту это примерно 10% бизнеса. В свою очередь, Würth Elektronik Group состоит из трех отдельных направлений. Направление CBT — производство печатных плат, Intelligent

System — проектирование и производство готовых к использованию систем, и Würth Elektronik eiSos Group — компонентный бизнес. Но это еще не все. Сегодня WE eiSos Group — это еще девять бизнес-единиц: eiSos, Midcom, IQD, eiCan, Stelvio Kontek, iBE, Büchele, eiSos automotive standard, направлена eiSmart. В России наиболее широко представлены и известны потребителю продукты трех подразделений: eiSos — пассивные компоненты, eiCan — электромеханические компоненты, Midcom — трансформаторы.

Штаб-квартира WE Group расположена в Германии, главные офисы под-

разделений распределены по всему миру, Stelvio Kontek — Италия, IQD — Англия, Midcom — США. Производственные площадки находятся более чем в 10 странах. Логистические центры и центры качества также распределены по всему миру. Лучше всего это описывает карта присутствия (рис. 1). На сегодня прямое присутствие Würth Elektronik Group обесечено в 50 странах мира. Если говорить о степени интеграции бизнесов внутри группы, это очень комплексный вопрос, безусловно, мы используем преимущества крупной структуры и глобальное присутствие компании. Часто используется



Рис. 1. Карта присутствия

общая логистика, но политика выхода на рынок может отличаться в зависимости от подразделения и продукта. Независимость подразделений внутри группы позволяет каждому вырабатывать свою стратегию, быстрее реагировать на потребности заказчиков, вовремя выходить на новые рынки, эффективнее организовывать дизайн-центры и производственные площадки.

— Насколько вы довольны положением компании в РФ, планируете ли расширять локальный офис, заключать соглашения с другими российскими дистрибьюторами и в каких регионах кроме Москвы и Санкт-Петербурга видите для себя перспективу расширения?

— Я работаю на рынке электронных компонентов уже более 12 лет. Последние семь лет — в компании Würth Elektronik. Лично я довольна ее результатами за эти семь лет. Как известно, последние шесть лет реальные доходы россиян падают, а в 2019 году рынок электронных компонентов показал спад впервые за последние четыре года. Работать на падающем рынке всегда тяжелее. Но за минувшие семь лет нам, безусловно, удалось повысить узнаваемость бренда, завоевать доверие широкого круга клиентов, развить устойчивую базу проектов на российском рынке электроники. Мы увеличили численность персонала с двух в 2013 году до 15 человек в 2020-м, оборот компании также вырос в 7 раз за эти семь лет. Мы выстроили крепкие,

устойчивые и эффективные взаимоотношения с нашим официальным дистрибьютором — компанией Симметрон, которая является одним из лидеров рынка, и не планируем подписывать новые дистрибьюторские соглашения. В прошлом году самым большим и приятным достижением для нашей компании стало открытие московского офиса Würth Elektronik RUS — можно сказать, что теперь у нас появился дом в России. Наличие офиса дает нам новые возможности для развития команды. За последние два года мы значительно расширили отдел продаж: теперь у нас три менеджера в Москве, три в Санкт-Петербурге, один технический специалист в России. В ближайшие годы мы, безусловно, будем расширять свое присутствие в регионах. Философия нашей компании — быть ближе к клиентам. Первый регион, где появится наш представитель, это Екатеринбург.

— Как вы относитесь к новациям компании TI, которая значительно сократила число дистрибьюторов и предоставила клиентам доступ к своим складам и возможность приобретать продукцию онлайн?

— Прежде всего, хочется отметить, что Würth Elektronik и TI — глобальные партнеры, у нас много общих проектов, референс-дизайнов, совместных мероприятий для клиентов по всему миру. Мы высоко ценим уровень компетенций компании TI как со стороны продуктовой линейки, так и со стороны стратегии развития. У нас очень близкие

модели работы в плане ориентированности клиентских сервисов. Некоторые из наших клиентов прямо сравнивают нас и TI по методам работы с инженерами и доступным сервисам для разработчиков. В модели работы производитель — дистрибьютор — клиент присутствие дистрибьютора является возможным и необходимым, пока клиент получает дополнительные сервисы от дистрибьютора: техническую поддержку, складскую программу, логистику, финансовые условия, менеджеров по работе с заказчиками и т. д. На мой взгляд, в условиях открытой конкуренции оценивать принятые компанией TI изменения будет рынок, и время покажет, как новую модель работы примут клиенты в России.

— Какие продукты компании вы стараетесь прежде всего продвигать в РФ, и какие сегменты российского рынка представляются вам наиболее перспективными?

— В первую очередь, мы продвигаем на рынок и предлагаем клиентам следующие продукты: индуктивные решения, помехоподавляющие элементы, трансформаторы силовые и сигнальные, конденсаторы, электромеханические компоненты — соединители, переключатели, сборочные элементы, которые также занимают существенную долю в обороте продаж. На российском рынке мы ориентируемся на индустриальные проекты, рынок потребительской электроники гораздо меньше в объеме проектов, хотя нам он тоже интересен и у нас

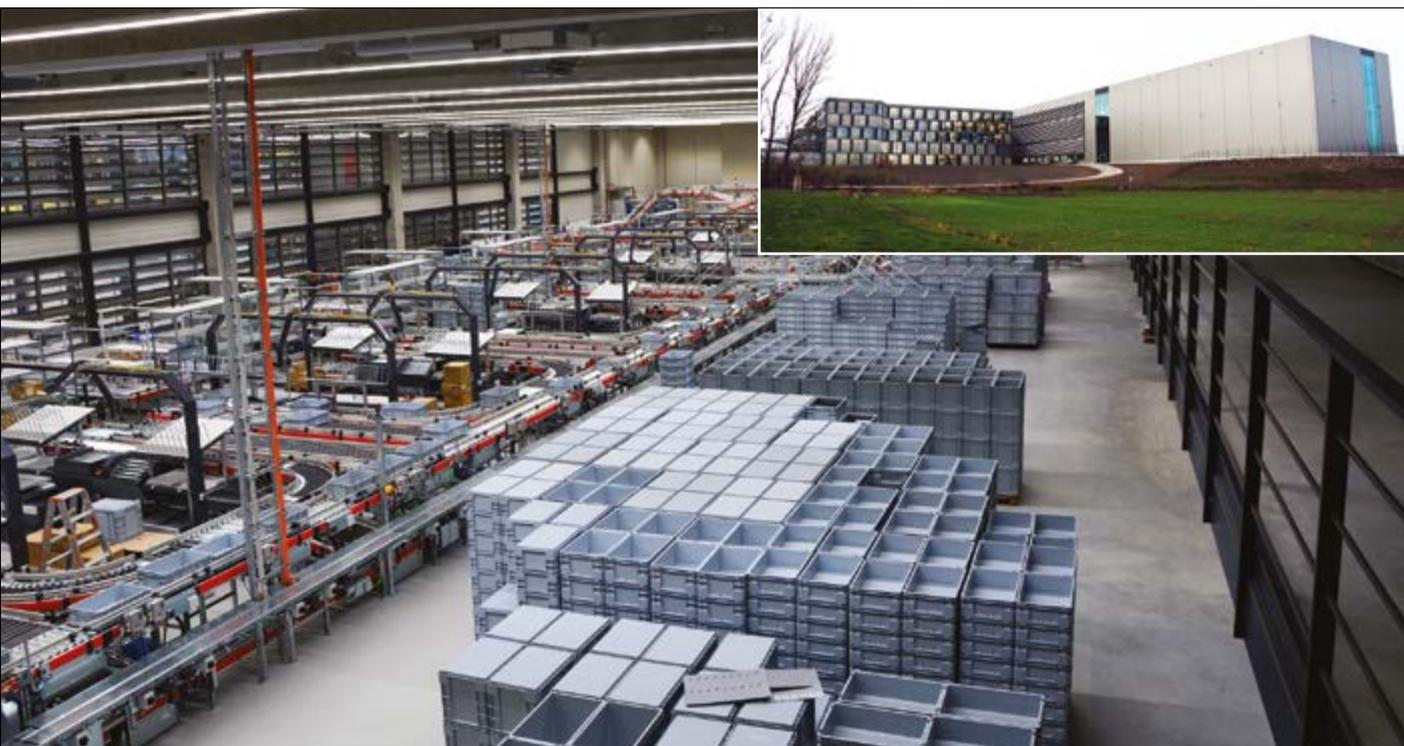


Рис. 2. Склад

есть определенные успехи в этой области. С одной стороны, жизненные циклы и качество нашей продукции нацелены, в первую очередь, на долговременные индустриальные проекты на рынке (5–10–15 лет), и в то же время сервисы нашей компании становятся более актуальными при быстром развитии проекта и частой смене устройств или обновлениях их версий. Сегодня время вывода на рынок продукта и быстрый запуск производства становятся ключевыми. Мы можем предоставить все инструменты для скоростной разработки и старта проекта: 3D-модели всех компонентов, библиотеки практически для всех сред моделирования, бесплатные образцы за 3–5 дней, консультации по сложным и не очень вопросам проектирования и, самое важное, — склад всей нашей продукции для запуска изделия в производство (рис. 2). Наши клиенты могут закрыть БОМ по пассивным компонентам для любого необходимого количества за 3–4 недели.

— В каких сегментах рынка Würth Elektronik больше всего ощущает конкуренцию, где приходится труднее всего, а в каких сегментах рынка компания является сильным лидером?

— Конкуренция есть практически во всех сегментах, и она особенно остра там, где компоненты совместимы по выводам и клиенты устраивают тендеры для выбора наиболее низкой цены. Я лично считаю, что конкуренция — это хорошо, монополия в любом ее проявлении приводит к тому, что потребитель начинает платить больше за продукт и получать меньший сервис. Как я уже отмечала, наша компания является сервис-лидером. Наша миссия — предоставлять клиентам лучшие продукты для реализации проектов, а также обеспечить уверенность, что они эти продукты получат в производство вовремя и надлежащего качества. Для нас важно осуществлять свои обязательства перед заказчиками не только в те времена, когда на рынке все хорошо, но и быстро и профессионально реагировать на сложности, с которыми сталкивается рынок или индустрия в целом. Два года назад такой проблемой оказались продолжительные сроки на производство керамических конденсаторов. Сегодня — пандемия коронавируса. Оба этих примера показывают, что беда может прийти совсем с неожиданной стороны. Наша цель — быть надежным партнером для клиентов во все времена. Когда мы только начинали, мало кто из разработчиков занимался вопросами ЭМС и сертификацией изделий. В настоящее время эти вопросы становятся все более актуальными, и последние годы мы уде-

ляем этому сегменту большое внимание. У Würth Elektronik есть очень хорошие решения для фильтрации помех, экранировки; к продуктам мы добавили сервис «Скорая ЭМС-помощь». Это возможность получить консультацию по помехоподавлению конкретного устройства заказчика. У нашего инженера Натальи Солошенко есть выездное оборудование. Она может оценить уровень помех платы и дать рекомендации по фильтрации как у нас в офисе, так и в офисе клиента.

— В производственной линейке Würth Elektronik есть компоненты — более дешевые аналоги, чем те, что производятся в Китае и странах ЮВА. Всегда ли Würth удается выигрывать конкуренцию с этими компаниями и за счет чего вы выигрываете у них?

— Частично я уже затронула эту тему в предыдущем ответе. Если бы у нас были самые низкие цены на всю продукцию даже в сравнении с азиатскими производителями и с условием сохранения всех сервисов и условий работы с клиентами, это привело бы к тому, что работать на российском рынке остались только мы, а монополия, как известно, это плохо: в конечном итоге клиенту пришлось бы платить больше.

Цены китайских производителей ниже мировых брендов. Обычно более доступная цена несет и дополнительные риски: риски качества, повторяемости параметров, доступности и ответственности поставщика. Все

больше клиентов понимают эти риски и учитывают их в проработке проекта в целом. В некотором смысле мы предоставляем альтернативу таким поставкам, и, судя по тому, как наращивается база проектов с участием нашей продукции и как растет число наших клиентов на российском рынке, такая альтернатива интересна и востребована. Также открою небольшой секрет: обычно мы делимся подобной информацией только с клиентами, прорабатывая проекты с большими объемами и рассматривая оптимизацию цен. Понимая острую ценовую борьбу на мировом рынке, наш производственный отдел открыл ряд производственных линий с оптимизированной ценой производства для крупных лотов от нескольких десятков тысяч на позицию; такие условия применяются для заказов на изготовление и отгрузку всего лота сразу. Этой информации нет на сайте, за подробностями следует обращаться к нашим менеджерам по продажам.

— Как на деятельности компании отразился мировой спад производства, какие шаги вы предприняли: увеличили цены на продукцию, отказались от склада, остановили новые проекты, сократили сотрудников?

— Спад производства в 2019 году не обошел стороной и нашу компанию. Оборот компании снизился, но в сравнении с другими производителями из нашего сегмента мы потеряли не так много. В 2019 году мы не увеличивали



Рис. 3. Инновационные продукты WE

цены на продукцию. Также не было сокращения склада. Все одобренные и текущие проекты, непосредственно затрагивающие клиентов (освоение новых рынков, участие в выставках, технические семинары для разработчиков), не подверглись изменению или урезанию. Были сокращены внутренние проекты, но поскольку это не затрагивает клиентов напрямую, думаю, что они этого даже не заметили. Сокращений сотрудников также не было, а на примере России можно видеть, что мы только расширили команду. В 2019 году к нам присоединились еще два инженера по продажам. Любой спад всегда сменяется подъемом, и для того чтобы быть готовым к подъему рынка, мы придерживаемся стратегии: во время спада подготовиться к росту. Мы продолжаем активную работу на рынке — в этом году у нас запланирована серия региональных технических семинаров. В некоторых городах уже прошли наши мероприятия — это Чебоксары, Самара, Нижний Новгород. В планах — Екатеринбург, Ижевск. Также мы планировали провести два больших семинара в Санкт-Петербурге и Москве, и две выставки. К сожалению, пандемия коронавируса уже корректирует наши планы, но мы адаптируемся к новым реалиям и будем делать акцент на вебинары и видеоконференции.

— **В компании одинаковое внимание уделяется всем производимым компонентам или есть какие-то направления, имеющие приоритет?**



Рис. 4. Индуктивности WE-MAPI и WE-HCF

— У нас на сайте есть раздел Innovation — там представлены все передовые направления по продуктам и основные рекламные кампании по продуктам и решениям, которые мы проводим на глобальном рынке. Над каждой группой продукции работает команда специалистов, в которую входят продукт-менеджеры, инженеры по применению и специалисты, отвечающие за производство; все они отвечают за развитие продуктовой линейки. Они находятся в тесном контакте с нашими инженерами по применению и инженерами по продажам, которые, в свою очередь, ежедневно общаются с разработчиками электроники и с заказчиками по всему миру. Такая тесная кооперация с широким кругом дизайн-инженеров и обратная связь с рынком позволяет нам быстро реагировать на потребности и работать над продуктами, которые будут востребованы. Несколько послед-

них продуктов в разделе Инновации с нашего сайта: LAN-трансформаторы нового поколения — LAN AQ, USB type C, решение для Ethernet по витой паре (рис. 3).

— **Можете ли вы выделить из продукции компании изюминку? Какими компонентами больше всего гордятся в компании?**

— Клиенты говорят, что мы выпускаем отличные катушки индуктивности. Мне всегда приятно слышать, когда нашу продукцию хвалят потребители, и в области силовых катушек нам действительно есть что предложить — 34 серии: от сверхминиатюрных WE-MAPI до мощных, работающих с током 50–70 А WE-HCF (рис. 4). Но если вы спрашиваете про изюминку нашей компании, то я бы выделила не продукт, а нашу команду. В век интернета и автоматизации всех процессов мы



Рис. 5. Команда WE на выставке ЭкспоЭлектроника–2019

не смещаем акцент с личного общения. Мы уделяем большое внимание профессиональным качествам наших сотрудников и по-настоящему гордимся каждым из них (рис. 5).

— Какие тенденции в электронике будут в ближайшие несколько лет определять ее развитие?

— Очевидная тенденция — доля электроники будет расти в нашей жизни не только в промышленном секторе (в автоматизации и роботизации), но и в потребительском сегменте. С данным фактом сложно поспорить, я лично не могу представить, что на этом рынке в ближайшие годы будет спад и люди станут массово отказываться от гаджетов, а предприятия начнут переходить на ручной труд. Рост объема производства ставит перед производителями ряд задач, которые актуальны уже сегодня: скорость производства и технологичность сборки конечного устройства. Для этого у нас есть ряд продуктов и направлений. К примеру, SMD-стойки — сборочные элементы для установки на плату, THR-компоненты — разъемы сквозного монтажа, устанавливаемые в SMD-цикле. Миниатюризация изделий — практически в каждом разделе продуктов у нас постоянно выходят новинки в меньших корпусах, хотя мы не снимаем с производства компоненты стандартных размеров. Для интернета вещей у нас организовано целое направление eiSos Smart — беспроводные модули и датчики; пока это направление открыто только для европейского рынка. Из тенденций на более дальнюю перспективу — то, о чем уже начали говорить многие и чей голос становится все громче не только в области электроники — это тема экологии. Мир действительно стал задумываться об этом. В Европе уже начинаются разговоры о повторном использовании электронных узлов и компонентов; можно предположить, что начнут появляться требования не только к утилизации и повторному применению, но и к более продолжительным срокам службы изделий. Там, где сейчас идет частая смена версий, может потребоваться большой срок службы. Это мое предположение. Еще

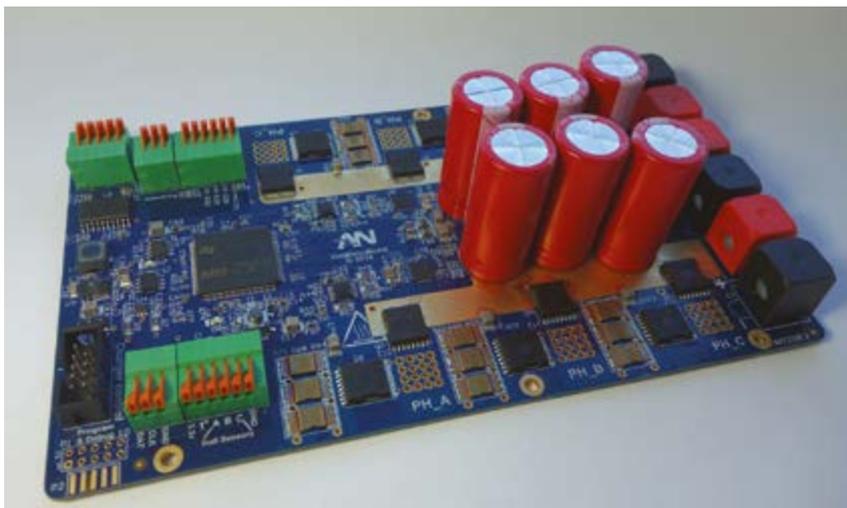


Рис. 6. Проект компании «АвиаНовации», компоненты Würth Elektronik inside

одна тенденция, которую мы видим, — изменение точек влияния на рынке; глобальный мир и доступность информации открывают возможности для успешных проектов нового уровня. Что я имею в виду? К примеру, во времена Советского Союза, чтобы стать лидером отрасли, необходимо было иметь НИИ, КБ, завод на тысячи человек и несколько корпусов, а сейчас проекты создаются маленькими командами, которые могут находиться в разных точках мира и даже не видеть друг друга. Теперь отличная идея, команда

профессионалов, слаженная кооперация и непоколебимая вера в успех решают все. Я не говорю о том, что команды из 15 человек начнут строить самолеты, но дроны — вполне вероятно. Пример — проект компании «АвиаНовации» с нашими компонентами на платах (рис. 6.). Все сервисы нашей компании настроены на то, чтобы быть рядом с каждой из таких команд и предоставлять лучшие продукты для каждого проекта. Так что я думаю, в ближайшие годы нас ждет много работы, и мы к этому готовы. ➔

СКОРАЯ ЭМС-ПОМОЩЬ



НАТАЛЬЯ СОЛОШЕНКО, инженер по применению компонентов, Würth Elektronik

Компания Würth Elektronik является не только производителем высококачественных пассивных компонентов, но и лидером в области бесплатных сервисов для клиентов. Наличие в команде квалифицированных инженеров и глобального опыта в решении проблем ЭМС делает эти сервисы уникальными и очень востребованными среди разработчиков электроники. В сентябре 2019 г. был запущен новый сервис «Скорая ЭМС-помощь», который уже завоевал популярность среди клиентов компании и на текущий момент пользуется высоким спросом. В статье рассматривается основное назначение этого сервиса и некоторые результаты его работы.

Вопросы сертификации устройств на современном рынке электроники становятся все острее с каждым годом: ужесточаются требования к сертификационным центрам, добавляются новые протоколы испытаний, растут исследуемые диапазоны частот и т. д. Разработчику, который ни разу не сталкивался с вопросами испытаний на ЭМС, сложно понять, сможет ли его устройство успешно пройти сертификацию. А если не удалось ее пройти, что делать дальше? С чего начать доработку? Какие компоненты и решения применить? Какое оборудование необходимо для оценки уровня помех устройства? Новый бесплатный сервис от компании Würth Elektronik «Скорая ЭМС-помощь» поможет решить эти проблемы.

Один из важнейших вопросов при необходимой сертификации устройства – на каком этапе разработки следует задуматься об электромагнитной совместимости? Безусловно, чем раньше, тем лучше. Когда разработчик сталкивается с вопросами ЭМС непосредственно в лаборатории на испытаниях, стоимость доработки устройства и затраченное время могут оказаться достаточно большими. Чтобы избежать этого, желательно проводить предсертификационные испытания либо измерения непосредственно на рабочем месте инженера. В первом случае преимущество в том, что изделие испытывается на тех устройствах и по тем протоколам, которые будут применяться при сертификации. Очевидными недостатками является высокая стоимость

таких измерений (до 16 тыс. руб. за час в зависимости от лаборатории), а также время, затраченное на перемещение испытуемого устройства, не считая того, что лаборатория может находиться в другом городе.

Эти недостатки отсутствуют во втором случае, когда испытания проводятся непосредственно на рабочем месте инженера. Но для этого необходимо наличие довольно дорогостоящего измерительного оборудования, которое не все организации могут себе позволить. Даже если удалось провести испытания, и были получены графики шумов устройств, как определить их тип? С использованием каких компонентов или решений с ними бороться? С каких функциональных узлов начать?

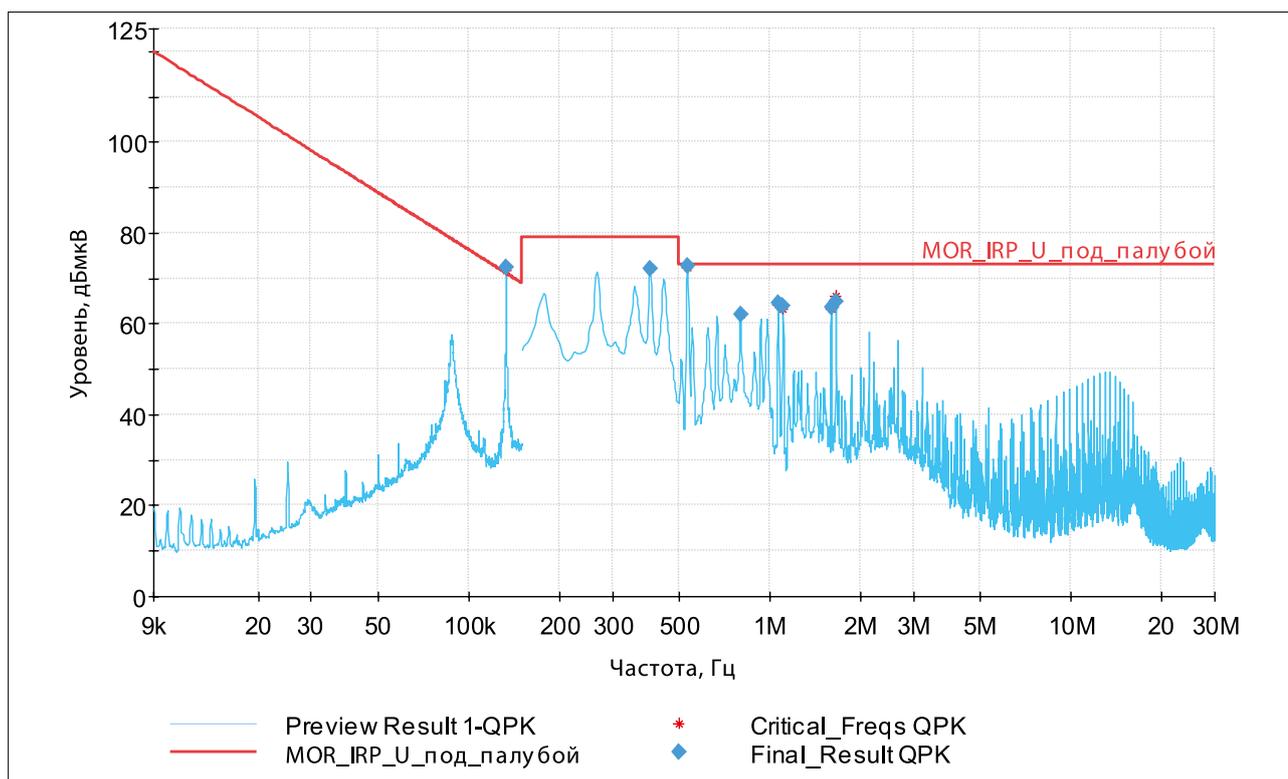


Рис. 1. Пример 1: измерения кондуктивной помехи до участия Würth Elektronik

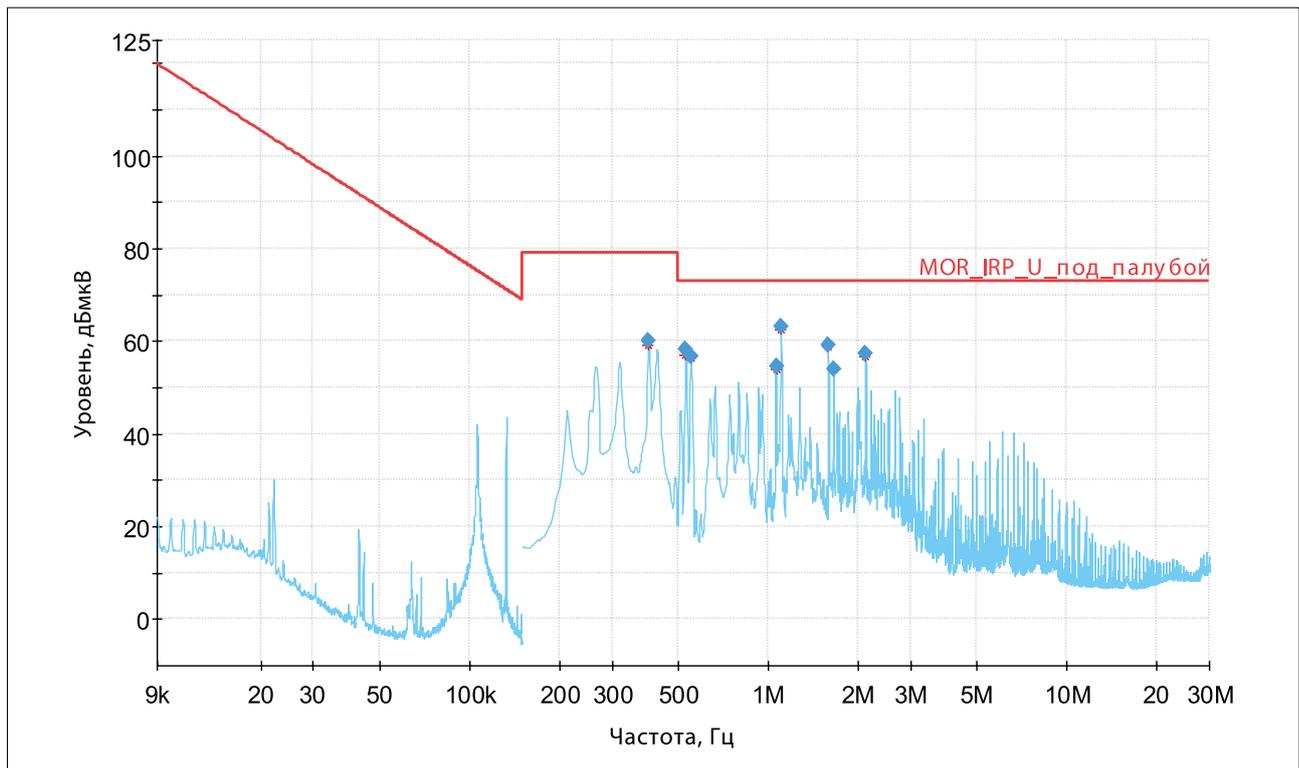


Рис. 2. Пример 1: измерения кондуктивной помехи после применения рекомендаций специалиста Würth Elektronik

Компания Würth Elektronik хорошо известна на рынке как производитель пассивных и фильтрующих компонентов для электронных устройств. Кроме того, наличие большого количества серви-

сов для клиентов, к которым относится предоставление бесплатных образцов в течение трех-четырёх дней, склад всей производимой продукции, инженерная поддержка, техническая литература

и семинары делают работу с этой компанией очень удобной и результативной. А с сентября 2019 г. для клиентов доступен новый бесплатный сервис «Скорая ЭМС-помощь».

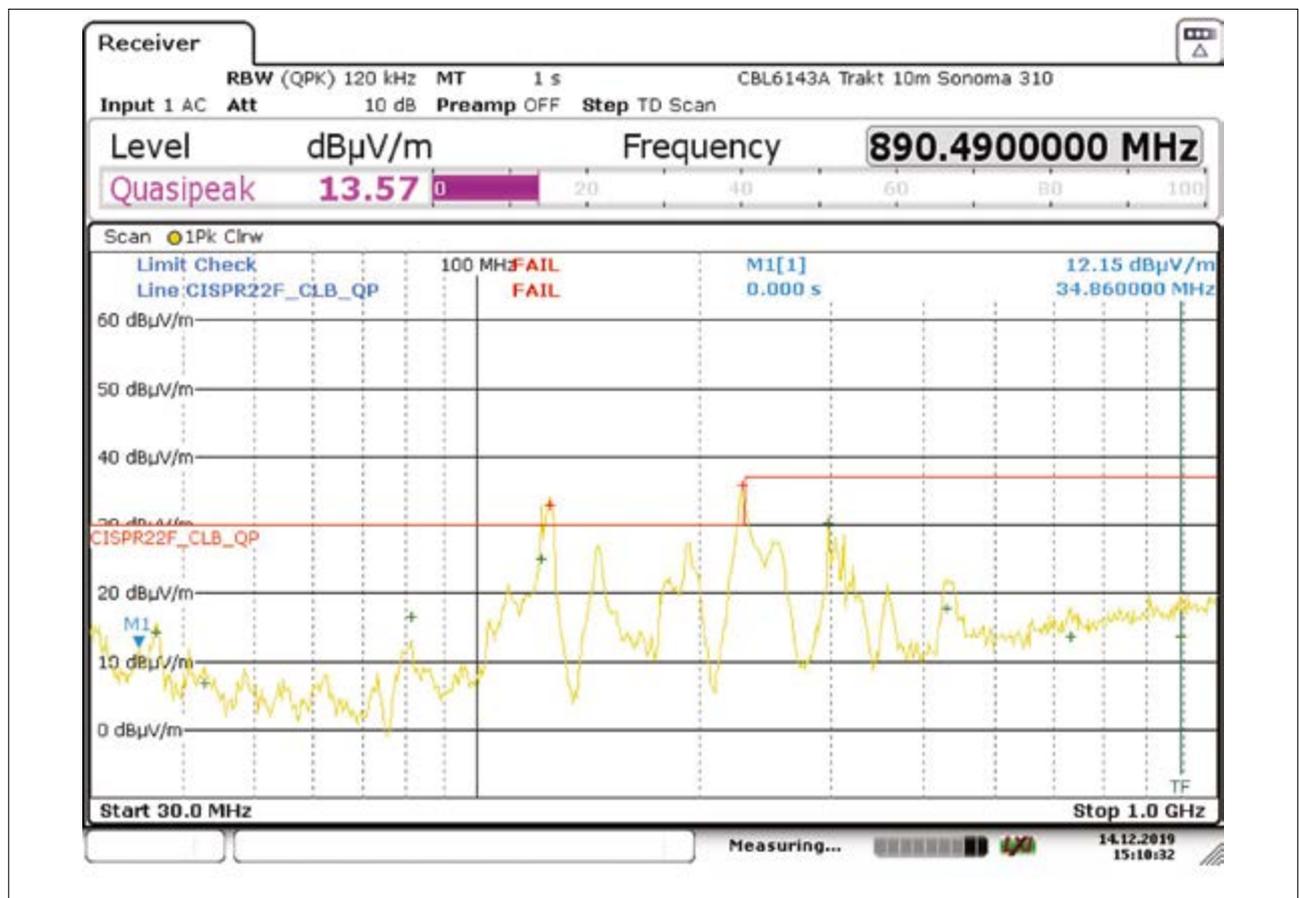


Рис. 3. Пример 2: измерения излучаемой помехи до участия Würth Elektronik

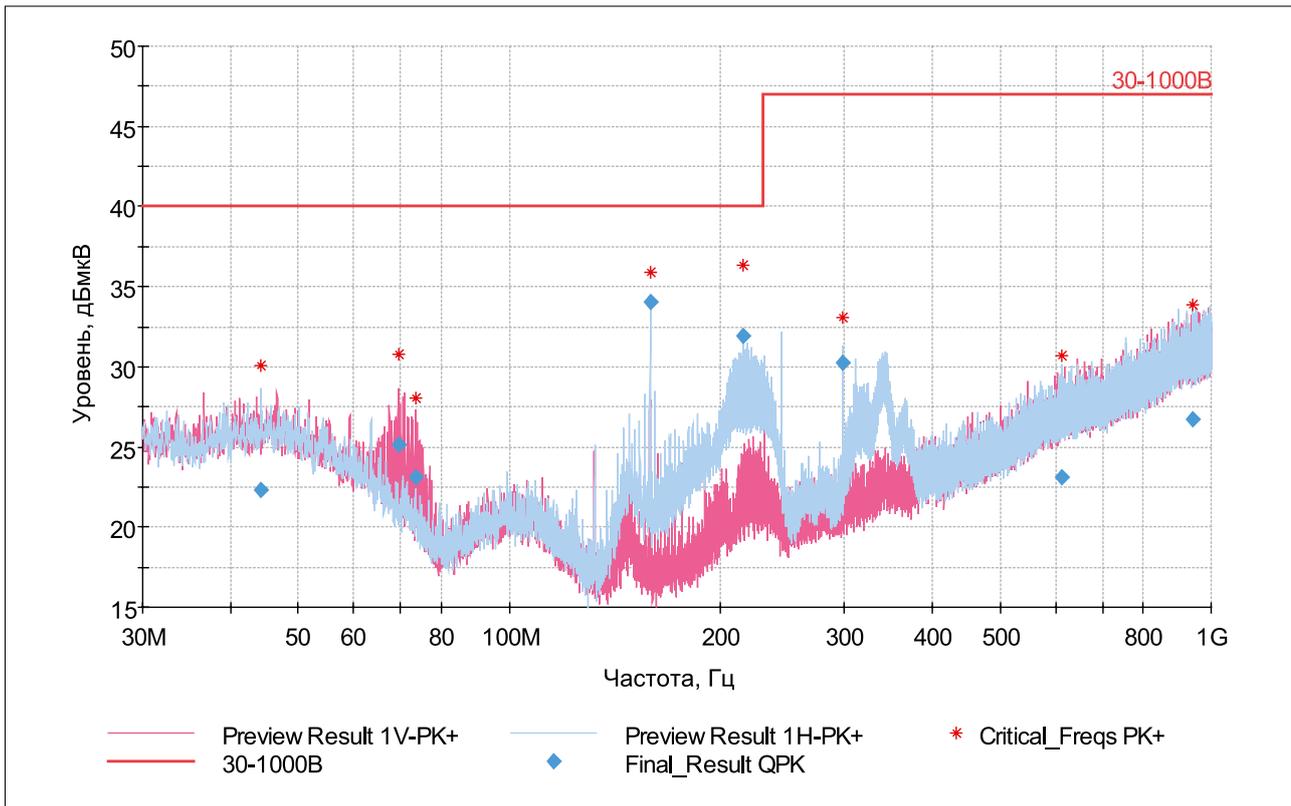


Рис. 4. Пример 2: измерения излучаемой помехи после применения рекомендаций специалиста Würth Elektronik

Этот сервис позволяет осуществлять измерения кондуктивной помехи максимально приближенно к лабораторным условиям, а также проводить оценочные измерения излучаемой помехи, локализовать место генерации шума и найти решение либо соответствующие компоненты для каждого конкретного

случая. Все, что для этого нужно – связаться с представителем компании, объяснить свою проблему. Специалисты с необходимым оборудованием приедут к вам, проведут необходимые измерения и предложат ряд решений либо компонентов. В состав переносного оборудования для измерений

входят два эквивалента сети (по постоянному и переменному напряжению до 10 А), осциллограф с БПФ, антенны ближнего поля. Кроме того, инженеры компании Würth Elektronik располагают многолетним опытом в решении таких вопросов. С момента запуска этого сервиса в сентябре 2019 г. уже появился



Рис. 5. Пример 3: оценочные измерения до участия Würth Elektronik



Рис. 6. Пример 3: оценочные измерения после применения рекомендаций специалиста Würth Elektronik

ряд успешно реализованных проектов, малая часть которых иллюстрируется на рисунках 1–6.

Данный сервис позволит сэкономить время на поиск шумящих узлов, компонентов и решений по их устранению, а также деньги на оплату дорогостоящих часов измерений в лабораториях ЭМС. Переносное оборудование в арсенале компании Würth Elektronik позволяет провести следующие испытания:

1. Измерение кондуктивной (150 кГц...30 МГц) помехи устройства при подключении к сети 50 Гц.
2. Измерение кондуктивной (150 кГц...30 МГц) помехи по постоянному напряжению (до 30 В).
3. Измерение интенсивности излучения магнитных полей (до 300 МГц) в раз-

ных узлах устройства либо печатной платы.

Кроме того, наличие большого арсенала помехоподавляющих компонентов и богатый опыт подобных исследований позволят сразу же подобрать решение для устранения нежелательных излучений.

Сервис реализуется при поддержке компании Rohde & Schwarz, которая в случае необходимости исследования более широкого диапазона частот предоставляет для испытаний оборудование более высокого класса.

Компания Rohde & Schwarz является лидером в области производства контрольно-измерительного оборудования и решений для ВЧ-электроники. В качестве контрольно-измерительного устройства в нашем новом сервисе

мы используем осциллограф модели RTB2004. Это позволяет нашим заказчикам рассчитывать на максимальную скорость, удобство и достоверность при проведении всех видов измерений и тестов.

В заключение хотелось бы еще раз обратить внимание на то, что сервис – абсолютно бесплатный. 📧

Получить консультацию или записаться на измерения можно по адресам eiSos-russia@we-online.com, Natalya.Soloshenko@we-online.com либо у ответственного менеджера в вашем регионе. Инженеры компании Würth Elektronik всегда рады принять активное участие в борьбе с помехами в ваших устройствах! 📧

ВЫБОР И ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ФЕРРИТОВЫХ БУСИН ДЛЯ ПОДАВЛЕНИЯ ЗВОНА В ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ

КРИСТОФЕР РИЧАРДСОН, РАНЖИТ БРАМАНПАЛЛИ (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» — распространённый термин, обозначающий нежелательные колебания, которые происходят при коммутации ключа и наличии паразитных индуктивностей и ёмкостей. Паразитная ёмкость ключа, высвобождающая энергию при его переключении, образует звон с паразитными индуктивностями дискретных силовых дросселей, проводников печатной платы, выводов компонентов, разъёмов 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 ёмкости, 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 от 10 МГц до 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 рассеива-

емую 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 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 путём тщательного выбора и настройки сопротивления, уста-

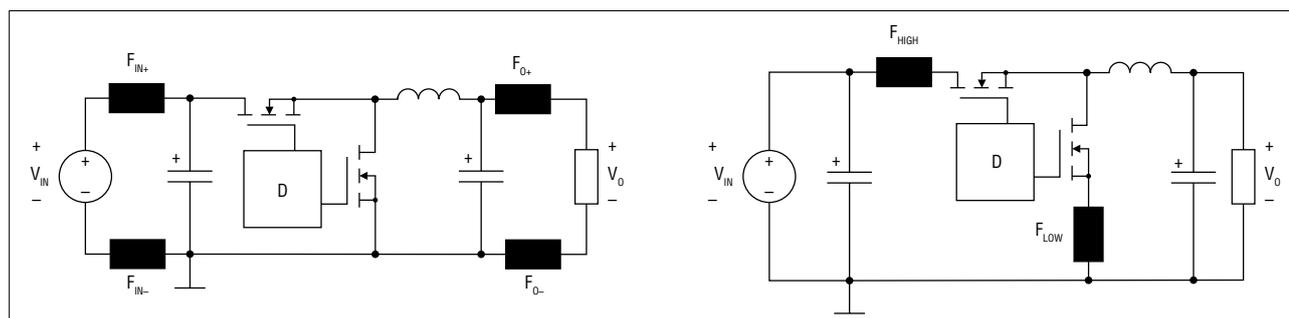


Рис. 1. Типовая схема синхронных понижающих преобразователей с использованием ферритовых бусин

новленного 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 её технического описания, что намного сокращает время испытаний.

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 трём 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 одновременно находятся во включённом состоянии. В-третьих, если резистор затвора можно задействовать, только если MOSFET не встроен в преобразователь, то бутстрепный 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. Упрощённая

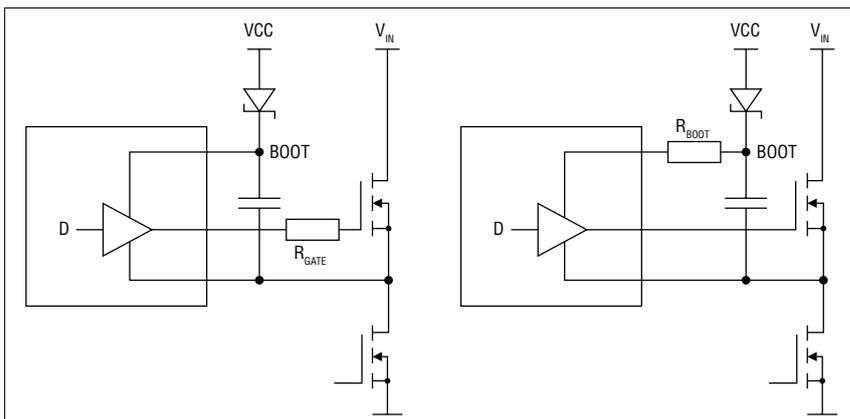


Рис. 2. Способы реализации элемента, ограничивающего скорость нарастания фронта импульсов (Резисторы на затворе уменьшают время нарастания и спада импульсов, тогда как резисторы R_{BOOT} в бутстрепной цепи замедляют лишь нарастающий фронт)

ная схема его использования показана на рисунке 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 трёх выводов, находящихся на расстоянии 2,54 мм друг от друга, с центральным усечённым 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.

Расчёт или измерение среднего бутстрепного тока

Средний бутстрепный ток силового MOSFET верхнего плеча рассчитывается следующим образом:

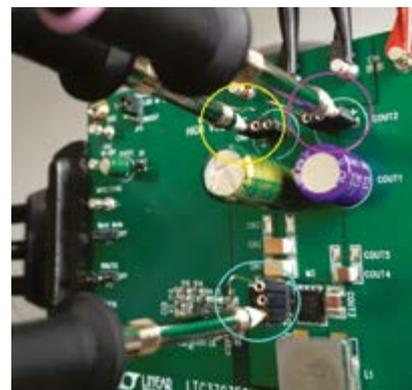


Рис. 4. Корректное измерение напряжения с малым уровнем шума (жёлтым кружком обозначен вывод с входным напряжением, розовым — вывод с выходным напряжением, бирюзовым — коммутационный узел)

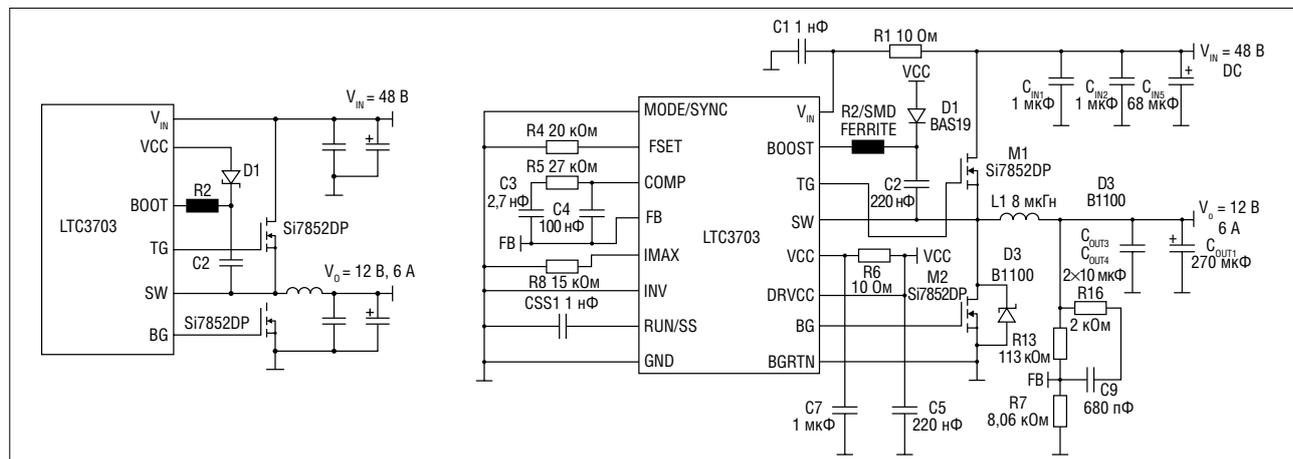


Рис. 3. Упрощённая схема (а) и полная схема (б), используемая в демо-плате DC501 (имеется элемент R2 для ограничения скорости нарастания фронта импульсов)

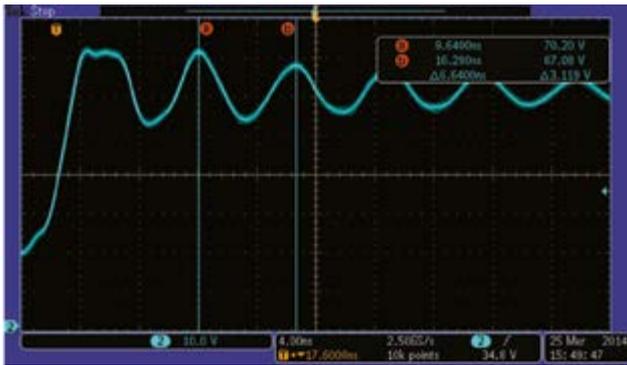


Рис. 5. Результаты измерения схемы без элементов управления скоростью нарастающего фронта: период звона равен 6,64 нс, что соответствует частоте 150 МГц

$$I_{g_DRIVE} = 0,5 \times Q_{G-MAX} \times f_{SW}$$

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 включённом состоянии MOSFET равен примерно 5,3 мА:

$$I_{g_DRIVE} = 0,5 \times 41 \text{ нКл} \times 260 \text{ кГц} = 5,3 \text{ мА.}$$

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 привлекатель-

ная 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; номинальное сопротивление: 600 Ом при 150 МГц), а затем с ферритовой буси-

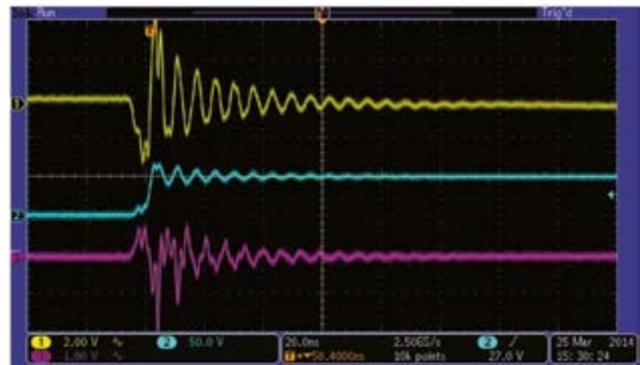


Рис. 6. Звон схемы демо-платы DC501A в отсутствие схемы по управлению скорости нарастания сигнала при: $V_{IN} = 48 \text{ В}$; $V_{OUT} = 12 \text{ В}$; $I_{OUT} = 6,0 \text{ А}$; Кан.1 = V_{IN} связан. по перем. току; Кан.2 – коммут. узел; Кан.3 = V_{OUT} AC

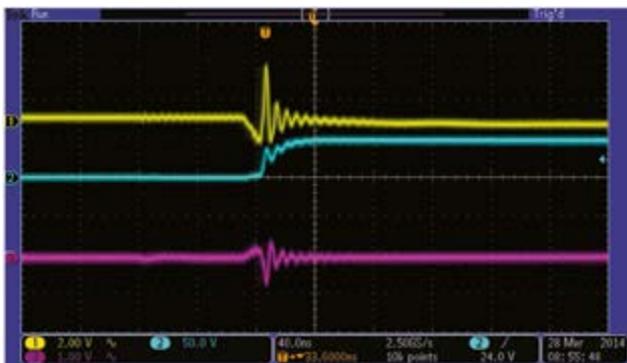


Рис. 7. Звон схемы демо-платы DC501A при использовании толстоплёночного резистора R2 величиной 16,2 Ом: $V_{IN} = 48 \text{ В}$; $V_{OUT} = 12 \text{ В}$; $I_{OUT} = 6,0 \text{ А}$; Кан.1 = V_{IN} связан. по перем. току; Кан.2 – коммут. узел; Кан.3 = V_{OUT} AC

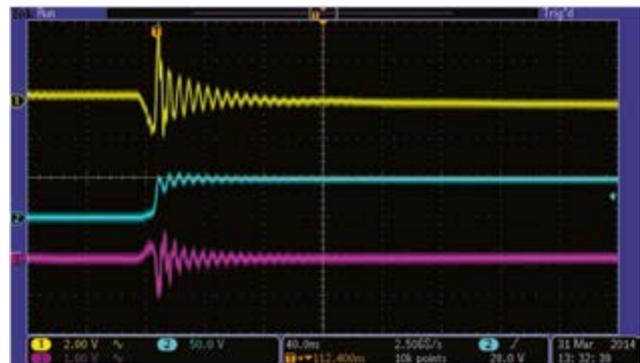


Рис. 8. Звон схемы демо-платы DC501A при использовании 600-Ом феррита 74279265 типоразмера 0603: $V_{IN} = 48 \text{ В}$; $V_{OUT} = 12 \text{ В}$; $I_{OUT} = 6,0 \text{ А}$; Кан.1 = V_{IN} связан. по перем. току; Кан.2 – коммут. узел; Кан.3 = V_{OUT} AC

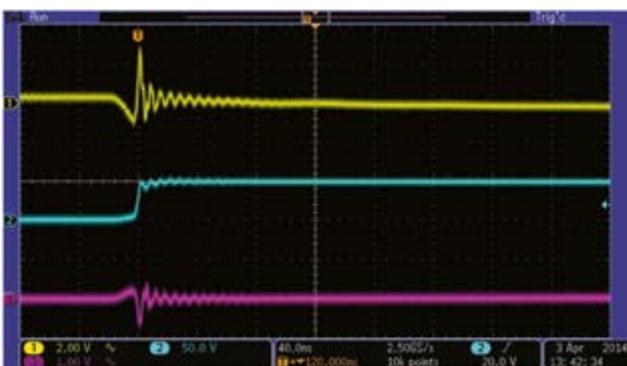


Рис. 9. Звон схемы демо-платы DC501A при использовании 2200-Ом феррита 74279263 типоразмера 0603: $V_{IN} = 48 \text{ В}$; $V_{OUT} = 12 \text{ В}$; $I_{OUT} = 6,0 \text{ А}$; Кан.1 = V_{IN} связан. по перем. току; Кан.2 – коммут. узел; Кан.3 = V_{OUT} AC

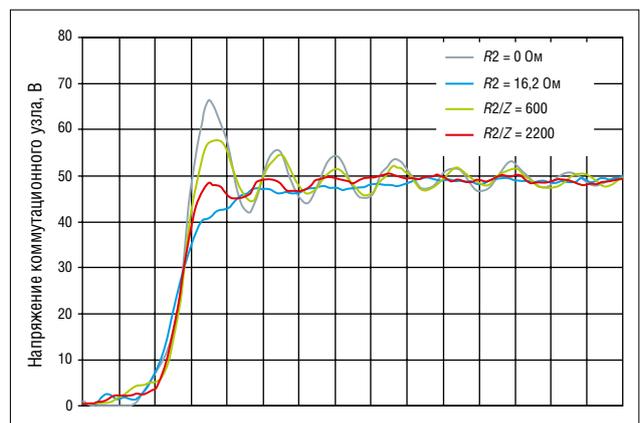


Рис. 10. Сравнение напряжений коммутационного узла

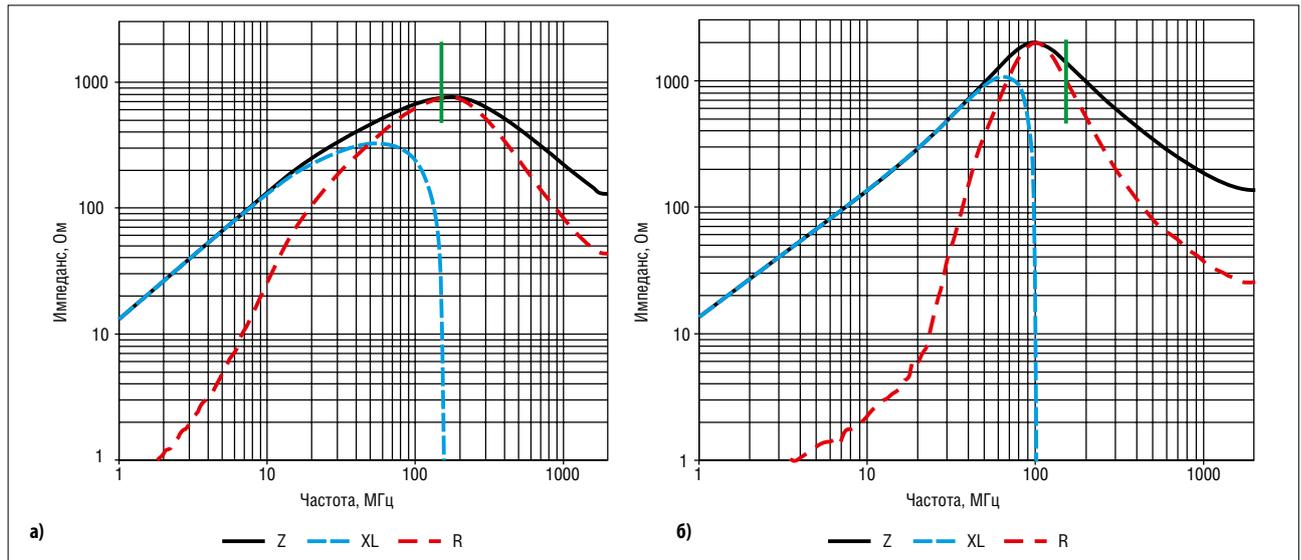


Рис. 11. Типовые частотные характеристики реактивного и активного сопротивлений, а также импеданса ферритовых бусин: а) 74279265 и б) 742792693

ной 742792693 (типоразмер: 0603; номинальное 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 счёт преобразования высокочастотного сигнала, влияет активное (омическое) сопротивление.

Потери мощности и её 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 $R_2 = 16,2$ Ом и с двумя ферритовыми бусинами.

Несмотря на то что для повышения электромагнитной совместимости 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.

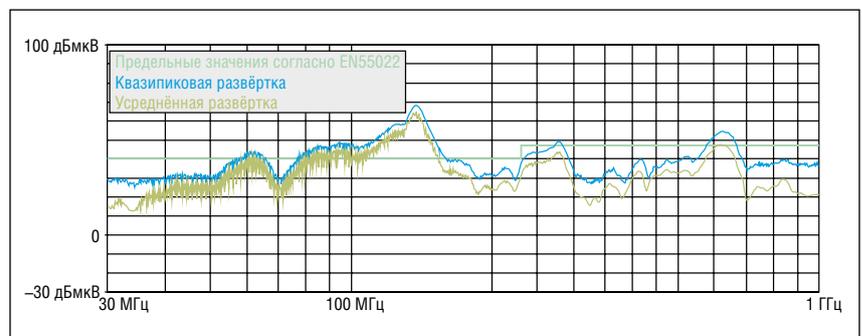


Рис. 12. Осциллограмма излучаемых ЭМП демо-платы DC501A без элемента управления крутизной сигнала: $V_{IN} = 48$ В; $V_{OUT} = 12$ В; нагрузка = 2,0 Ом

АНАЛИЗ ИЗЛУЧАЕМЫХ ПОМЕХ

В этом разделе рассматривается соответствие излучаемых электромагнитных помех демо-платы DC501A стандарту EN 55022 по ЭМС для ИТ-оборудования.

На рисунках 12–15 представлены частотные развёртки излучаемых ЭМП демо-платы DC501A для рассматриваемых четырёх случаев: без ограничивающего элемента, с ограничивающим элементом R_2 , а также с использованием

двух ферритовых бусин с разными сопротивлениями.

На рисунке 16 сравниваются все указанные развёртки, а в таблице 2 приводятся уровни излучаемых ЭМП в диапазоне 150 МГц в зависимости от используемых ограничивающих элементов.

В своей совокупности, развёртки излучаемых ЭМП подтверждают данные, взятые из частотной области: правильно подобранный резистор, установленный

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

Резистор R_2	Входной ток, мА	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Выходной ток, мА	КПД, %
Толстплёночный шунт, 0 Ом	1600	48	12	6000	93,8
Толстплёночный 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

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

Частота, МГц	$R_2 = 0$		$R_2 = 16,2$ Ом		$R_2 = 600$ Ом, феррит 0603		$R_2 = 2200$ 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

последовательно положительному выводу питания бутстрепной схемы, уменьшает квазипиковые и усреднённые 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 землёй. Однако в каждой из этих топологий применяется также, по крайней мере, один ключ нижнего плеча, а в повышающих, обратных, 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.

ВЫВОДЫ

Ферритовые бусины, установленные последовательно бутстрепному выводу понижающего преобразователя, представляют собой эффективные компоненты по

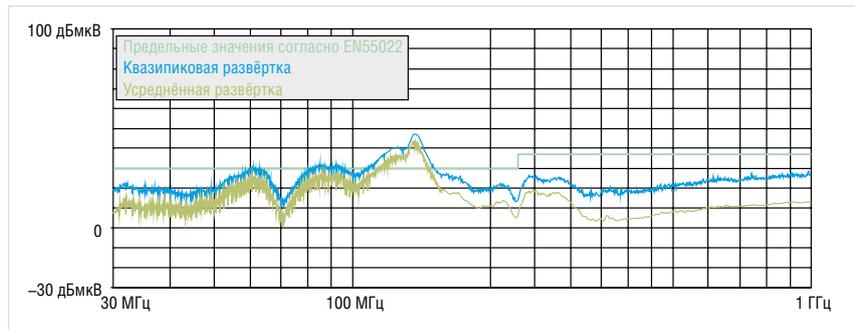


Рис. 13. Частотная развёртка излучаемых ЭМП демо-платы DC501A с $R2 = 16,2 \text{ Ом}$; $V_{IN} = 48 \text{ В}$; $V_{OUT} = 12 \text{ В}$; нагрузка = $2,0 \text{ Ом}$

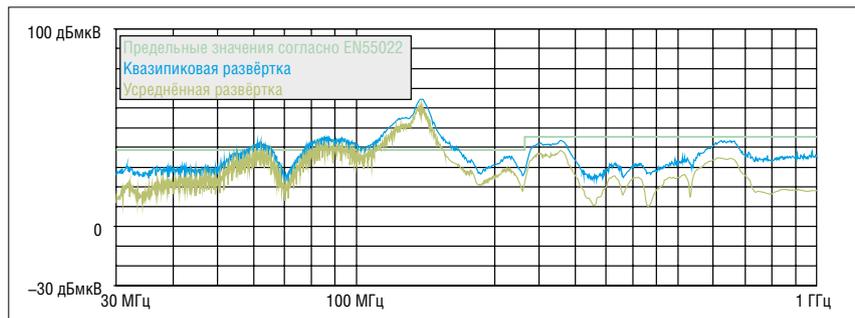


Рис. 14. Частотная развёртка излучаемых ЭМП демо-платы DC501A с $R2 = 600 \text{ Ом}$ и ферритом 0603: $V_{IN} = 48 \text{ В}$; $V_{OUT} = 12 \text{ В}$; нагрузка = $2,0 \text{ Ом}$

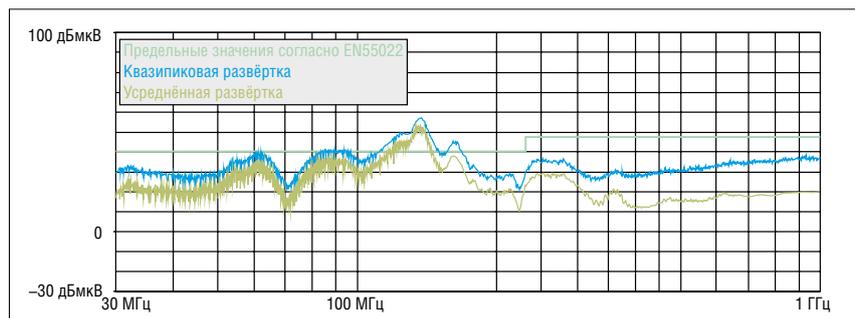


Рис. 15. Частотная развёртка излучаемых ЭМП демо-платы DC501A с $R2 = 2200 \text{ Ом}$ и ферритом 0603: $V_{IN} = 48 \text{ В}$; $V_{OUT} = 12 \text{ В}$; нагрузка = $2,0 \text{ Ом}$

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 толстоплёночным резистором того же типоразмера

компенсируется использованием более компактных, лёгких 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.

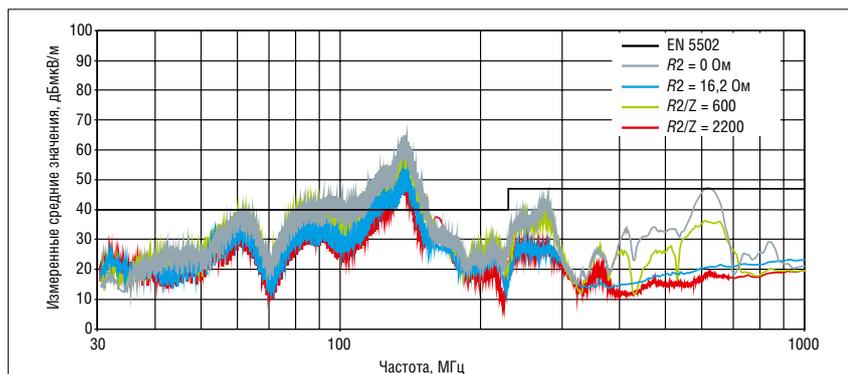


Рис. 16. Сравнение развёрток излучаемых ЭМП при использовании платы DC501A

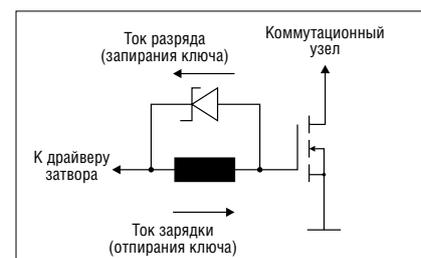


Рис. 17. Антипараллельный диод Шоттки обеспечивает управление включением, не оказывая влияния на выключение в цепях управления затвором ключей в нижнем плече

КАК ИСПОЛЬЗОВАТЬ СУПЕРКОНДЕНСАТОРЫ: КРАТКОЕ РУКОВОДСТВО



ВЛАДИМИР РЕНТЮК Rvk.modul@gmail.com

Конденсаторы (их название произошло от лат. condensatio — «накопление») изначально были предназначены для накопления энергии. И хотя в современной радиоэлектронной аппаратуре (РЭА) они широко применяются и для других целей, эта функция по-прежнему остается востребованной и актуальной, и здесь часто необходимо запастись значительными порциями энергии при малых напряжениях и габаритах. Для такой цели идеально подошли так называемые суперконденсаторы — малогабаритные конденсаторы с высокой удельной емкостью, изобретенные в 1957 году компанией General Electric. В статье, написанной на основе авторского перевода [1] с рядом дополнений, рассматриваются практические вопросы применения суперконденсаторов.

ВВЕДЕНИЕ

Суперконденсатор, его правильное название «двухслойный электрический (а вернее, электрохимический) конденсатор» (Electric double-layer capacitor, EDLC), — это необычный конденсатор. Он настолько оригинален, что его ранее торговое название Supercapacitor (суперконденсатор) перешло в разряд нарицательных, как это в свое время случилось с магнитофоном и ксероксом.

Функционально он представляет собой гибридный конденсатор и химического источника тока. Электролит (твердый или жидкий) заполняет пространство между двумя электродами (рис. 1, [2]), внешний вид показан на примере конденсатора компании Würth Elektronik на рис. 2. Диэлектрик при этом может быть органическим или неорганическим электролитом, а обкладками служит двойной электрический слой на границе раздела электрода и электролита. Формально

суперконденсатор неполярный, нанесенная на него маркировка полярности показывает полярность его начального заряда на заводе-изготовителе и, в отличие от ряда электролитических конденсаторов, он не требует предварительной тренировки (активирования).

В EDLC-конденсаторах электрическое состояние, называемое «двойной электрический слой», представляет собой пару электронов и положительных ионов или пару дырок и отрицательных ионов, формирующихся в пространстве между электродом и электролитом (в случае, представленном на рис. 1, это ацетонитрил — органическое химическое соединение с формулой CH_3CN), и работает как диэлектрик, образуя конденсатор. Характерная особенность таких конденсаторов — использование в качестве электродов активированного угля. Причина его применения заключается в том, что развитые поры на поверхно-

сти активированного угля значительно увеличивают площадь поверхности электрода. А чем она больше, тем больше заряд, который может быть сохранен, таким образом данная технология обеспечивает очень значительную собственную емкость и дает нам суперконденсатор.

Батареи и аккумуляторы способны хранить большой заряд, но количество энергии, которое может быть освобождено мгновенно, у них невелико. И наоборот, электролитические конденсаторы отдают большой заряд мгновенно, но сохраняемый ими заряд относительно мал. Между данными технологиями и находятся возможности суперконденсаторов. То есть их энергия в большей степени сравнима с другими типами конденсаторов, в то время как мощность — с батареями и аккумуляторами. Именно на этом и базируется их основное применение [3]. Суперконденсаторы используются главным образом для таких целей, в которых удается

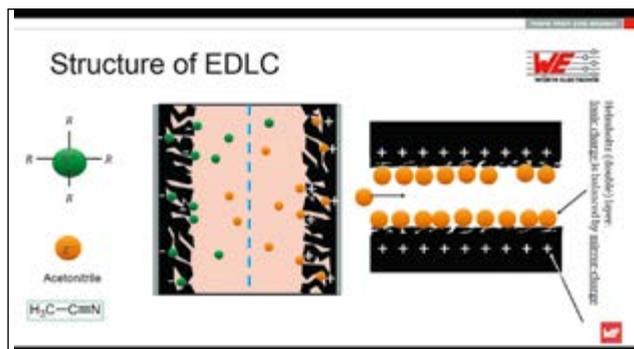


Рис. 1. Принцип функционирования двухслойного электрического конденсатора компании Würth Elektronik [2]

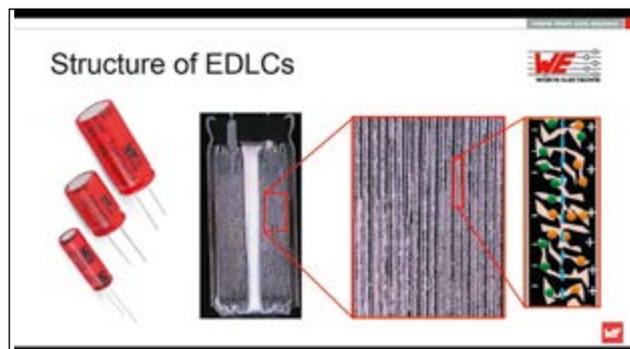


Рис. 2. Структура EDLC-конденсатора серии WCAP-STSC компании Würth Elektronik [2, 7]

в полной мере получить отдачу от их уникальных характеристик:

- генерация пиковой мощности;
- вспомогательное и резервное питание;
- снижение нагрузки на батарею;
- как элемент накопления и хранения порций энергии.

Однако возникает вопрос: как их применять правильно, чтобы получить от них максимальную отдачу при длительном сроке службы? В большинстве публикаций вы не найдете исчерпывающего ответа. Как правило, все ограничивается указаниями по недопущению превышения максимально разрешенного рабочего напряжения, и поскольку для конденсаторов этого типа оно мало, то уделяется внимание и проблеме выравнивания при их последовательном соединении. Но даже единичный конденсатор нельзя просто взять с полки и установить в схему, поэтому ответим на все вопросы по порядку. При использовании EDLC-конденсаторов невыполнение условий эксплуатации приводит к мгновенному или преждевременному отказу таких устройств вследствие временной деградации характеристик.

EDLC — СУПЕРКОНДЕНСАТОР

По сравнению с другими конденсаторными технологиями EDLC отличаются очень высокой емкостью накопления заряда при очень низком эквивалентном последовательном сопротивлении (equivalent series resistance, ESR). Их длительный срок службы (при условии правильного применения), быстрая зарядка (намного быстрее, чем у аккумуляторов) и большая выходная мощность делают их идеальным выбором для многих применений в современной РЭА.

Возможные области применения таких конденсаторов:

- Промежуточные устройства накопления и хранения энергии, задача которых — обеспечить приложение питанием во время замены батареи или периодов автономного питания, а также для обеспечения питания в экстренных случаях в качестве своеобразных источников бесперебойного питания (ИБП).
- Гибридное приложение с аккумулятором или батареей, для того чтобы не разряжать батарею во время пика высокой мощности, а также в качестве буфера для накопления свободной энергии (технология аккумулирования энергии — energy harvesting), чтобы увеличить время автономной работы, например, автономного датчика технологии «Интернета вещей» в ячеистой беспроводной сети.

Наиболее важными параметрами для процесса проектирования РЭА с исполь-

<p>Условия заряда:</p> <ul style="list-style-type: none"> ■ Стабильный ток ■ Стабильное напряжение
<p>Суперконденсатор (EDLC):</p> <ul style="list-style-type: none"> ■ Основные параметры, определяющие производительность: <ul style="list-style-type: none"> - Номинальное рабочее напряжение UR - Емкость С ■ EDLC — это устройства низкого рабочего напряжения! ■ EDLC не является источником стабильного напряжения: его напряжение снижается при разряде
<p>Условия разряда:</p> <ul style="list-style-type: none"> ■ Постоянное сопротивление ■ Стабильный ток ■ Стабильная мощность

Рис. 3. Общая концепция возможных вариантов заряда/разряда суперконденсаторов

зованием суперконденсаторов считаются их емкость, время разряда и заряда, а также соответствующие напряжения. Далее будут приведены наиболее важные формулы и примеры расчетов [4–6]. Общая концепция обеспечения зарядки/разрядки суперконденсаторов показана на рис. 3.

ОБЩАЯ ПРОЦЕДУРА ПРОЕКТИРОВАНИЯ

- Шаг 1. Определите режим разряда конденсатора:
 - постоянное сопротивление;
 - постоянный (стабильный) ток;
 - постоянная (стабильная) мощность.
- Шаг 2. Рассчитайте необходимую емкость конденсатора в зависимости от требуемого параметра его разряда, такого как время разряда, мощность и ток нагрузки¹.
- Шаг 3. Определите подходящий режим зарядки конденсатора:
 - постоянный (стабильный) ток;
 - постоянное (стабильное) напряжение.
- Шаг 3. Вычислите время зарядки в зависимости от тока заряда. При необходимости рассчитайте защитный (токоограничивающий) резистор. Формулы, необходимые для процесса проектирования, приведены далее в соответствующих разделах.

ПАРАМЕТРЫ И ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТЬ

Эквивалентная схема EDLC-конденсатора показана на рис. 4.

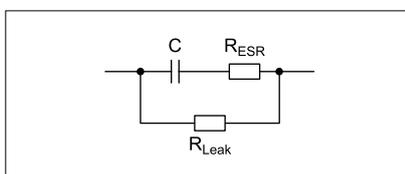


Рис. 4. Эквивалентная схема EDLC

Основные параметры:

- V_R — номинальное рабочее напряжение:
- с твердым электролитом: примерно 2–3 В (тип.);
- согласно спецификации.
- C — емкость, как правило, в фарадах (F , указывается в спецификации и непосредственно нанесена на конденсаторе).
- R_{ESR} — эквивалентное последовательное сопротивление (ESR), приводится в спецификации.
- R_{Leak} — эквивалентное параллельное сопротивление, сопротивление утечки:
 - соответствующим R_{Leak} параметром является ток утечки I_{Leak} , приведенный в спецификации;
 - можно определить как $R_{Leak} = U_R / I_{Leak}$;
 - оказывает влияние на время хранения заряда $R_{Leak} \approx 10 \text{ Ом} - 1 \text{ МОм}$.
- P — выходная мощность, то есть мощность, потребляемая приложением. Параметры производительности:
 - V_1 — напряжение полного заряда конденсатора, обычно принимают $V_1 = V_R$.
 - V_2 — минимальное остаточное напряжение (напряжение отключения). Энергия, накопленная в конденсаторе:

$$E = 1/2C(V_1^2 - V_2^2)$$

или

$$E = \int P(t) dt = Pt \text{ (если } P(t) = \text{const.)}$$

Максимальная отдаваемая мощность может быть определена как:

$$P_{max} = V_R^2 / (4 \times R_{ESR}).$$

ЗАРЯД ПРИ ПОСТОЯННОМ (СТАБИЛЬНОМ) НАПРЯЖЕНИИ

Для заряда конденсатора с поддержкой постоянного напряжения рекомендуется использовать включенный последовательно с суперконденсатором токоограничивающий защитный резистор. При этом может потребоваться ограничение тока с помощью защитного резистора R_p до определенного значения I_{max} . Для известного или требуемого тока I_{max} значение защитного сопротивления рассчитывается по формуле:

$$R_p = V_1 / I_{max} - R_{ESR}.$$

Характеристика заряда конденсатора при условии $t_0 = 0$ рассчитывается по формуле:

$$V = V_1 \left(1 - e^{-\frac{t}{(R_{ESR} + R_p)C}} \right),$$

¹ Для упрощения здесь мы можем пренебречь потерями, связанными ESR и линиями подключения (провода и проводники печатной платы).

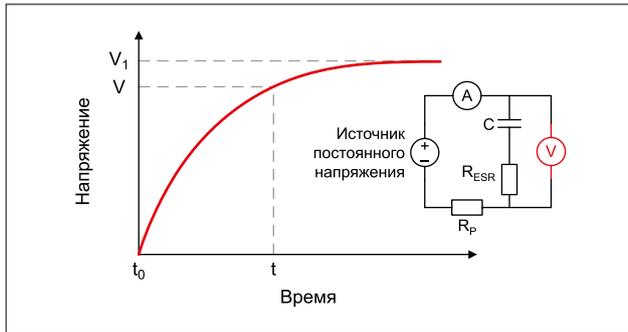


Рис. 5. Характеристика изменения напряжения $V(t)$ при зарядке конденсатора в условиях постоянного (стабильного) напряжения

$$I = \frac{U_1}{R_{ESR} + R_P} e^{-\frac{t}{(R_{ESR} + R_P)C}}$$

Соответствующее время заряда рассчитывается по формуле:

$$t = \ln\left(\frac{V_1}{V_1 - V}\right) \times (R_{ESR} + R_P) \times C,$$

$$t = \ln\left(\frac{100\%}{100\% - p}\right) \times (R_{ESR} + R_P) \times C.$$

Время заряда до 99,9% можно определить по упрощенной формуле:

$$t \approx 7(R_{ESR} + R_P)C.$$

В приведенных формулах: C — емкость конденсатора; V_1 — напряжение заряженного конденсатора; I_0 — ток в момент времени t_0 ; I_{max} — максимально допустимый ток заряда; V_R — номинальное рабочее напряжение конденсатора; V — напряжение за время t ; t — время зарядки; t_0 — время начала заряда конденсатора; R_P — защитное сопротивление; R_{ESR} — эквивалентное последовательное сопротивление конденсатора; p — уровень заряда конденсатора в %.

Характеристики зависимости напряжения на конденсаторе от времени заряда $V(t)$ и изменения тока в ходе заряда $I(t)$ при зарядке конденсатора в условиях постоянного (стабильного) напряжения приведены на рис. 5 и 6 соответственно.

Пример расчета защитного сопротивления

Конденсатор с номинальной емкостью $C = 50$ Ф и эквивалентным последовательным сопротивлением $R_{ESR} = 0,02$ Ом должен заряжаться от незащищенного источника питания при напряжении $V_1 = V_R = 2,7$ В. Максимально допустимый ток источника питания составляет $I_{max} = 5$ А. Каким должно быть минимальное значение сопротивления защитного резистора R_P , чтобы предотвратить его перегрузку по току?

Начальные условия: $I_{max} = 5$ А; $R_{ESR} = 0,02$ Ом; $V_1 = V_R = 2,7$ В.

$$R_P = V_1 / I_{max} - R_{ESR} = 2,7 \text{ В} / 5 \text{ А} - 0,02 \text{ Ом} = 0,52 \text{ Ом}.$$

Для предотвращения перегрузки по току на источнике питания следует использовать защитный резистор с $R_P \geq 0,52$ Ом. Номинал резистора выбирают с учетом допустимых отклонений и обеспечения приемлемого для конкретного приложения технологического запаса.

2 Здесь и далее необходимо брать не расчетное значение сопротивления R_P , а выбранное из стандартного ряда номинальных сопротивлений!

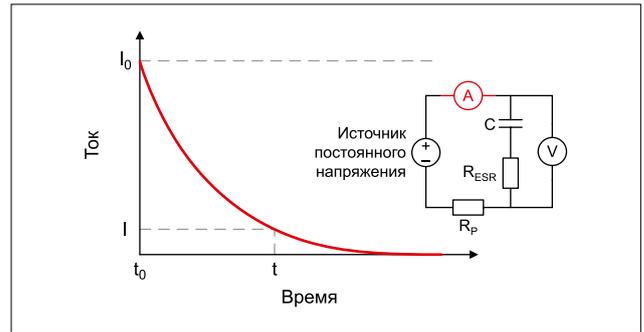


Рис. 6. Характеристика изменения тока $I(t)$ при заряде конденсатора в условиях постоянного (стабильного) напряжения

Пример расчета времени зарядки конденсатора

Конденсатор с емкостью $C = 50$ Ф с эквивалентным последовательным сопротивлением $R_{ESR} = 0,02$ Ом заряжается до напряжения $V = 2,16$ В (80% от V_R) при постоянном напряжении $V_R = 2,7$ В с защитным резистором R_P номиналом $0,51$ Ом². Как долго будет продолжаться процесс зарядки?

Начальные условия: $C = 50$ Ф; $V = 2,16$ В; $V_1 = V_R = 2,7$ В; $R_{ESR} = 0,02$ Ом; $R_P = 0,51$ Ом.

$$t = \ln\left(\frac{V_1}{V_1 - V}\right) \times (R_{ESR} + R_P) \times C,$$

$$t = \ln\left(\frac{2,7 \text{ В}}{2,7 \text{ В} - 2,16 \text{ В}}\right) \times (0,02 \text{ Ом} + 0,5 \text{ Ом}) \times 50 \text{ Ф} \approx 42 \text{ с}.$$

Время зарядки составит примерно 42 с. Для более точного расчета необходимо учитывать отклонения по напряжению и от номинальных значений емкости и сопротивления, а для еще большей — и зависимость емкости и ESR-конденсатора от температуры.

РАЗРЯД КОНДЕНСАТОРА НА ПОСТОЯННОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

Разрядные характеристики конденсатора емкостью C на заданное сопротивление нагрузки R_L при условии $t_0 = 0$ рассчитываются по формуле:

$$V = V_0 e^{-\frac{t}{(R_{ESR} + R_L)C}}, \quad |I| = \frac{V_0}{R_{ESR} + R_L} e^{-\frac{t}{(R_{ESR} + R_L)C}}.$$

Соответствующее время разряда рассчитывается по формуле:

$$t = \ln(V_0/V) \times (R_{ESR} + R_L) \times C.$$

Необходимая для заданного времени разряда емкость конденсатора рассчитывается по формуле:

$$C = \frac{t}{\ln(V_0/V) \times (R_{ESR} + R_L)}.$$

В приведенных формулах: C — емкость конденсатора; V_0 — напряжение на конденсаторе в момент времени t_0 ; I_0 — ток в момент времени t_0 ; V_R — номинальное рабочее напряжение конденсатора; V — напряжение за время t ; t — время зарядки; t_0 — время начала заряда конденсатора; R_L — сопротивление нагрузки в %; R_{ESR} — эквивалентное последовательное сопротивление конденсатора.

Характеристики зависимости напряжения на конденсаторе от времени заряда $V(t)$ и изменения тока в ходе заряда $I(t)$ при разряде конденсатора на постоянное сопротивление приведены на рис. 7 и 8 соответственно.

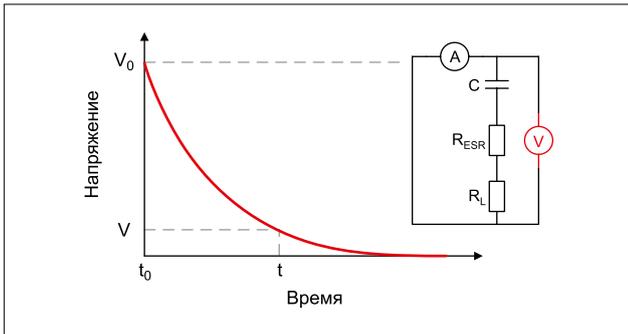


Рис. 7. Характеристика изменения напряжения $V(t)$ при разряде конденсатора на постоянное сопротивление

Пример расчета времени разряда конденсатора

Конденсатор с емкостью $C = 50$ Ф разряжается от номинального напряжения $V_R = 2,7$ В до $V = 0,3$ В на сопротивление нагрузки $R_L = 1$ Ом. Как долго продлится процесс разряда конденсатора?

Начальные условия: $R_{ESR} = 0,02$ Ом; $R_L = 1$ Ом; $C = 50$ Ф; $V_0 = V_R = 2,7$ В; $V = 0,3$ В.

$$t = \ln(V_0/V) \times (R_{ESR} + R_L) \times C.$$

$$t = \ln(2,7 \text{ В}/0,3 \text{ В}) \times (0,02 \text{ Ом} + 1 \text{ Ом}) \times 50 \text{ Ф} \approx 112 \text{ с}.$$

Время разряда примерно 112 с. Для более точного расчета необходимо учитывать отклонения по напряжению и от номинальных значений емкости и сопротивления, а для еще большей — зависимость емкости и ESR конденсатора от температуры.

Пример расчета уменьшения напряжения при разряде конденсатора

Конденсатор с емкостью $C = 50$ Ф разряжается от его номинального напряжения $V_R = 2,7$ В на нагрузку сопротивлением $R_L = 2$ Ом в течение времени $t = 280$ с. Каким будет оставшееся напряжение на конденсаторе?

Начальные условия: $R_{ESR} = 0,02$ Ом; $R_L = 2$ Ом; $C = 50$ Ф; $t = 280$ с; $V_0 = V_R = 2,7$ В.

$$V = V_0 e^{-\frac{t}{(R_{ESR} + R_L)C}} = 2,7 \text{ В} \times e^{-\frac{280 \text{ с}}{(0,02 \text{ Ом} + 2 \text{ Ом}) \times 50 \text{ Ф}}} = 0,17 \text{ В}.$$

Остаточное напряжение на конденсаторе составит примерно 0,17 В. Для более точного расчета необходимо учитывать отклонения по напряжению и от номинальных значений емкости и сопротивления, а для еще большей — зависимость емкости и ESR конденсатора от температуры.

ЗАРЯД/РАЗРЯД КОНДЕНСАТОРА ПОСТОЯННЫМ (СТАБИЛЬНЫМ) ТОКОМ

Если используется режим заряда с поддержанием постоянного тока, то изменение напряжения V на выводах конденсатора в течение времени t (при условии $t_0 = 0$) до условия $V = V_R$ рассчитывается по формуле:

$$V - V_0 = I_C / C \times t.$$

При достижении условия $V = V_R$ ток заряда I_C для предотвращения выхода конденсатора из строя должен быть уменьшен до нуля.

Соответствующее время разряда конденсатора (при условии $t_0 = 0$) рассчитывается по формуле:

$$t = (V_0 - V) \times (C / I_D).$$

А соответствующее время заряда конденсатора (при условии $t_0 = 0$) определяется по формуле:

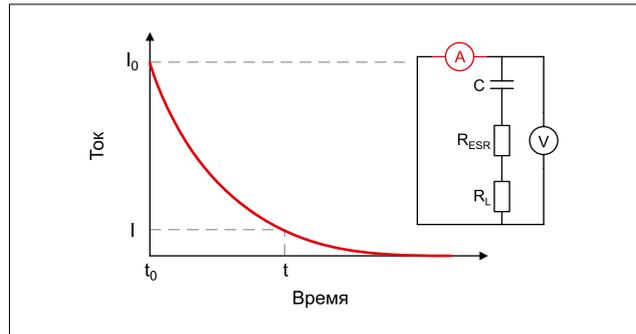


Рис. 8. Характеристика изменения тока $I(t)$ при разряде конденсатора на постоянное сопротивление

$$t = (V - V_0) \times (C / I_C).$$

Необходимая емкость разряда током I_D через время t вычисляется по формуле:

$$C = t \times I_D / (V_0 - V).$$

В приведенных формулах: I_C — стабильный ток заряда; I_D — стабильный ток разряда; C — емкость конденсатора; V_R — номинальное рабочее напряжение конденсатора; V — напряжение за время t ; I — ток за время t ; V_0 — напряжение на конденсаторе в начальный момент времени t_0 ; $|t - t_0|$ — время заряда/разряда; t_0 — начальное время; R_{ESR} — эквивалентное последовательное сопротивление конденсатора.

При заряде суперконденсатора постоянным током ни в коем случае нельзя превышать максимально допустимое напряжение! При этом разряд конденсатора, в отличие от химических источников тока, может быть снижен до нуля.

Характеристики зависимости напряжения $V(t)$ на конденсаторе от времени заряда и разряда при заряде/разряде конденсатора постоянным (стабильным) током приведены на рис. 9 и 10

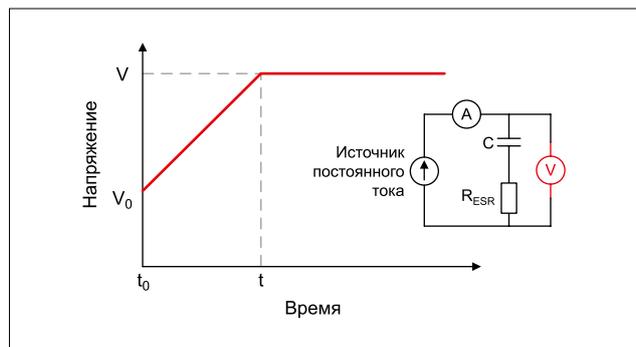


Рис. 9. Характеристика изменения напряжения $V(t)$ при заряде конденсатора постоянным (стабильным) током

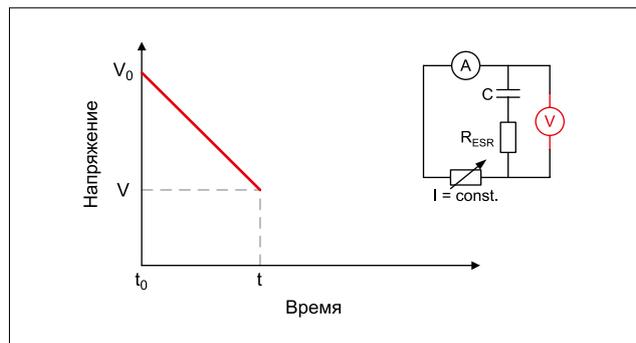


Рис. 10. Характеристика изменения напряжения $V(t)$ при разряде конденсатора постоянным (стабильным) током за время t

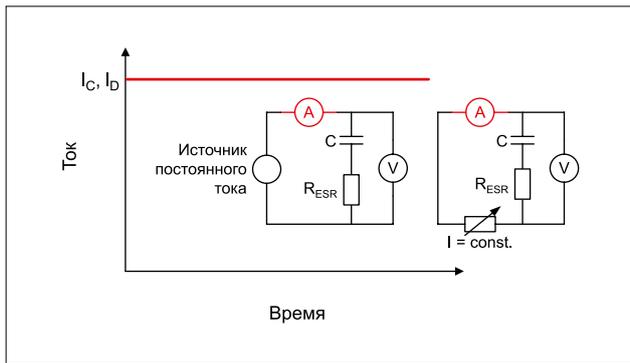


Рис. 11. Характеристика изменения тока $I(t)$ при заряде/разряде конденсатора постоянным (стабильным) током

соответственно. Характеристики зависимости тока $I(t)$ на конденсаторе от времени заряда и разряда при заряде/разряде конденсатора постоянным (стабильным) током представлены на рис. 11.

Характеристика заряда током I_C на рис. 11 показана при условии $V < V_R$; при достижении напряжения условия $V = V_R$ ток I_C для предотвращения выхода из строя конденсатора уменьшается до нуля. Характеристика разряда током I_D показана при условии $V > 0$, далее разряд невозможен.

Пример расчета времени заряда конденсатора

Конденсатор с емкостью $C = 50$ Ф заряжается стабильным током $I_C = 2$ А от напряжения $V_0 = 0,3$ В до его номинального рабочего напряжения $V_R = 2,7$ В. Как долго будет длиться процесс зарядки такого конденсатора?

Начальные условия: $I_C = 2$ А; $C = 50$ Ф; $V = V_R = 2,7$ В; $V_0 = 0,3$ В.

$$t = (V - V_0) \times (C / I_C) = (2,7 \text{ В} - 0,3 \text{ В}) \times (50 \text{ Ф} / 2 \text{ А}) = 60 \text{ с.}$$

Ожидаемое время заряда составляет 60 с. Для более точного расчета необходимо учитывать отклонения по току и от номинального значения емкости.

Пример расчета увеличения напряжения за время t

Конденсатор с емкостью $C = 50$ Ф и начальным напряжением $V_0 = 0,3$ В заряжается постоянным током $I_C = 2$ А в течение $t = 5$ с. Какое будет напряжение на конденсаторе за это время?

Начальные условия: $I_C = 2$ А; $C = 50$ Ф; $V_0 = 0,3$ В; $t = 5$ с.

$$V = V_0 + I_C / C \times t = 0,3 \text{ В} + 2 \text{ А} / 50 \text{ Ф} \times 5 \text{ с} = 0,5 \text{ В.}$$

Напряжение на конденсаторе через 5 с будет равно $V = 0,5$ В. При использовании данного метода помните, что расчет не учитывает влияния последовательных сопротивлений.

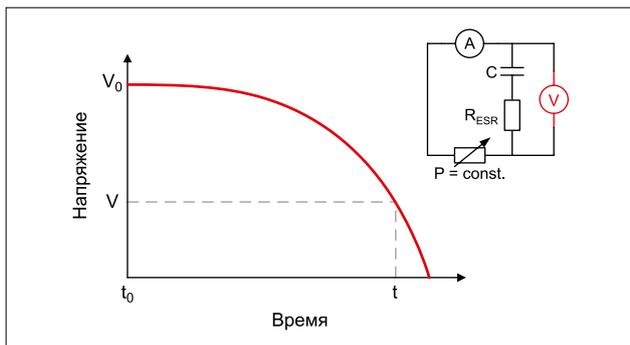


Рис. 12. Характеристика изменения напряжения $V(t)$ при разряде конденсатора при постоянной мощности за время t

РАЗРЯД КОНДЕНСАТОРА С ПОСТОЯННОЙ МОЩНОСТЬЮ

Если конденсатор разряжается с постоянной мощностью P_C , характеристика напряжения и тока рассчитывается по формуле (при условии $t_0 = 0$):

$$V_0^2 - V^2 = 2P_C / C \times t,$$

$$|I| = \left(\frac{V_0^2}{P_C^2} - \frac{2}{CP_C} t \right)^{-1/2}.$$

Соответствующее время разряда (при условии $t_0 = 0$) вычисляется по формуле:

$$t = (V_0^2 - V^2) \times C / 2P_C.$$

Необходимая для обеспечения мощности P_C за время t емкость C определяется по формуле:

$$C = 2tP_C / (V_0^2 - V^2).$$

В приведенных формулах: P_C — постоянная мощность разряда конденсатора; C — емкость конденсатора; V_R — номинальное рабочее напряжение конденсатора; V — напряжение за время t ; I — ток за время t ; I_0 — ток в момент времени t_0 ; V_0 — напряжение при t_0 (зарядка); $t - t_0$ — время разряда; t_0 — начальное время.

Для более точного расчета необходимо учитывать отклонения емкости от номинального значения емкости и потери мощности на последовательных сопротивлениях, в частности на ESR.

Характеристики зависимости напряжения $V(t)$ на конденсаторе от времени разряда конденсатора при постоянной мощности приведены на рис. 12 и 13 соответственно.

Пример расчета времени разряда конденсатора при разряде в условиях постоянной мощности P_C

Конденсатор с емкостью $C = 50$ Ф и номинальным напряжением $V_R = 2,7$ В разряжается при постоянной мощности $P_C = 0,2$ Вт. Напряжение отключения составляет $V = 0,7$ В. Как долго конденсатор может работать в этом состоянии? Этот расчет является наиболее востребованным, так как, например, позволяет рассчитать время работы передатчика сенсора в беспроводной ячеистой (mesh) сети.

Начальные условия: $P_C = 0,2$ Вт; $C = 50$ Ф; $V_0 = V_R = 2,7$ В; $V = 0,7$ В.

$$t = (V_0^2 - V^2) \times C / 2P_C,$$

$$t = ((2,7 \text{ В})^2 - (0,7 \text{ В})^2) \times 50 \text{ Ф} / (2 \times 0,2 \text{ Вт}) = 850 \text{ с.}$$

Конденсатор сможет поддерживать устройство, потребляющее 0,2 Вт мощности примерно в течение 850 с. Для более

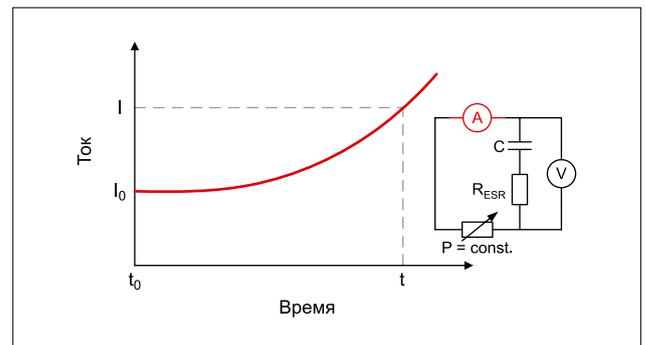


Рис. 13. Характеристика изменения тока $I(t)$ при разряде конденсатора при постоянной мощности за время t

точного расчета необходимо учитывать отклонения емкости от номинального значения емкости и потери мощности на последовательных сопротивлениях, в частности на ESR.

Пример расчета уменьшения напряжения на конденсаторе при разряде в условиях постоянной мощности P_C за время t

Полностью заряженный конденсатор с емкостью $C = 50$ Ф и номинальным напряжением $V_R = 2,7$ В проработал в течение времени $t = 180$ с при отдаче постоянной мощности, $P_C = 0,7$ Вт. Каково оставшееся напряжение на конденсаторе?

Начальные условия: $P_C = 0,7$ Вт; $C = 50$ Ф; $V_0 = V_R = 2,7$ В; $t = 180$ с; $t_0 = 0$ с.

$$V = \sqrt{V_0^2 - \frac{2P_C}{C}t},$$

$$V = \sqrt{(2,7 \text{ В})^2 - \frac{2 \times 0,7 \text{ Вт}}{50 \text{ Ф}} \times 180 \text{ с}} = 1,5 \text{ В}.$$

Ожидаемое оставшееся напряжение на конденсаторе составит примерно $V = 1,5$ В. Для более точного расчета необходимо учитывать отклонения емкости от номинального значения емкости и потери мощности на последовательных сопротивлениях, в частности на ESR.

ЧТО ДЕЛАТЬ, ЕСЛИ НУЖНО БОЛЕЕ ВЫСОКОЕ НАПРЯЖЕНИЕ?

Рабочее напряжение 2,7 В часто недостаточно для РЭА. В этом случае используется последовательное включение двух конденсаторов. Для этого даже имеются конденсаторы, уже выполненные в одном корпусе, с отводом от точки их внутреннего соединения. Если бы мы начали заряжать такой составной конденсатор, то, в зависимости от емкости и степени разряда одного из конденсаторов, на втором конденсаторе напряжение могло бы оказаться выше максимально допустимого. В итоге — деградация и выход конденсатора, а то и всего конечного изделия из строя.

Самый простой способ — пассивная балансировка, представленная на рис. 14 [8]. Она проста и дешева, но не работает с большими токами, поскольку тогда потребуются резисторы малых номиналов и, следовательно, резко возрастают потери мощности.

На больших токах предпочтительна активная балансировка, ее принцип (условно) показан на рис. 15 [8], по своей сути это обыкновенное расщепление питания с делением его на два равных источника.

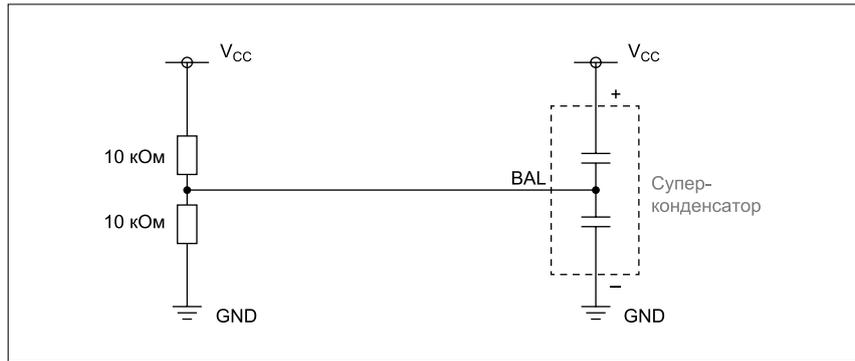


Рис. 14. Пассивная балансировка последовательно соединенных двухслойных конденсаторов

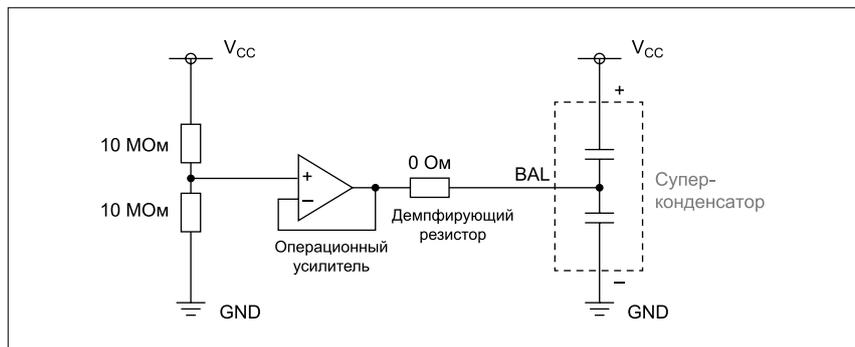


Рис. 15. Активная балансировка последовательно соединенных EDLC-конденсаторов

В настоящее время существует достаточно большое число микросхем DC/DC-преобразователей, которые уже имеют встроенные цепи и вход для балансировки суперконденсаторов. Например, контроллер LTC3330 компании Linear Technology (ныне компания группы Analog Devices). Пример использования этой микросхемы с двумя суперконденсаторами приведен в [1]. Невыполнение условия балансировки и превышение его максимально допустимого рабочего напряжения, как уже было сказано, приводит к деградации и резкому сокращению срока службы суперконденсатора.

ВОПРОСЫ НАДЕЖНОСТИ

Хотя, как утверждается в большинстве публикаций, посвященных суперконденсаторам, их основное достоинство — отдача большой мощности, здесь есть подводный камень. Отдача большой мощности, а именно тока, приводит к падению напряжения на ESR конденсатора и, следовательно, к потерям мощности. Эта мощность в соответствии с законом Джоуля — Ленца, известным еще из школьного курса физики, превращается в тепло и разогревает конденсатор. Малая теплопроводность электродов суперконденсатора, которые выполнены из активированного угля, препятствует его быстрому охлаждению путем передачи тепла во внешнюю среду. Таким образом, если не учесть этот фактор и превысить допустимую для данного конденсатора внутреннюю температуру,

он будет подвержен деградации, что приведет к сокращению срока службы.

Расчет надежности применительно к суперконденсаторам не входит в цели данной статьи, так как требует отдельного и детального рассмотрения. Для справки можно использовать общие выкладки, приведенные в [10], а для прикидки — основываться на уравнении Аррениуса, согласно которому срок службы суперконденсатора удваивается при уменьшении его внутренней температуры на каждые 10 градусов.

СУПЕРКОНДЕНСАТОР В ГИБРИДНОМ АВТОМОБИЛЕ

Спортивный автомобиль Sián компании Lamborghini (Италия), который недавно дебютировал на автосалоне Frankfurt Auto Show 2019, проводимом во Франкфурте-на-Майне (ФРГ), — это первый гибрид в отрасли, полностью выполненный на основе суперконденсаторов [13] (рис. 16).

Название автомобиля Sián, означающее на болонском диалекте «вспышка» или «молния», выбрано для того, чтобы подчеркнуть первое применение гибридного привода в автомобилях Lamborghini. В то время как большинство гибридов используют электродвигатели для уменьшения размера основного бензинового двигателя, Lamborghini сочетает его с мощным V12, рассчитанным на 785 л.с. (577 кВт) при 8500 об/мин, что является самой высокой мощностью, когда-либо существовавшей в автомобилях знаменитой



Рис. 16. Спортивный автомобиль Sián компании Lamborghini — первый гибрид в отрасли, выполненный на основе суперконденсаторов

марки. В сочетании с дополнительными 34 л.с. от гибридной системы Sián развивает общую мощность 819 л.с. (602 кВт), достигая максимальной скорости свыше 350 км/ч (217,5 миль/ч). Гибридный электромобиль Sián способен разогнаться до 100 км/ч (60 миль/ч) за 2,8 с, становясь самым быстрым во всей линейке Lamborghini.

Вместо литий-ионной (Li-ion) батареи в Sián предусмотрена суперконденсаторная батарея, втрое мощнее, чем батарея эквивалентного веса. Хотя литий-ионные аккумуляторы могут накапливать примерно в 20 раз больше энергии, чем суперконденсаторы, к их недостаткам следует отнести то, что из-за собственного сопротивления аккумуляторов для вывода энергии им требуется время. В суперконденсаторах быстрая отдача мощности обусловлена очень низким внутренним электрическим сопротивлением, они могут без риска заряжаться и разряжаться при больших величинах удельного тока

(А/кг), в 100 раз превышающих значения тока батарей.

Кроме того, обычная батарея рассчитана на 2000–3000 циклов заряда/разряда; суперконденсаторы, не снижая производительности, в идеале способны выдержать миллионы таких циклов. Это связано с тем, что при накоплении заряда внутри суперконденсаторов не происходит каких-либо физических изменений или химических реакций.

Как правило, конденсаторы не имеют такой плотности накопления энергии, как батареи, и могут накапливать столько же энергии, сколько батарея того же физического размера. Однако, по словам разработчиков, матрица суперконденсаторов для Sián в три раза легче батареи, вырабатывающей ту же мощность. Электрическая система с суперконденсатором и электронным двигателем весит всего 34 кг, обеспечивая соотношение веса к мощности 1 кг/л.с.

Компания впервые применила технологию суперконденсаторов в своем



Рис. 17. Современные суперконденсаторы (пример: компания Tesla) могут повышать мощность или заменять батареи в транспортных средствах, быстро накапливая и отдавая энергию электрического заряда [11]

Lamborghini Aventador, чтобы обеспечить ему дополнительную мощность вращения для эффективного перезапуска автомобиля с 12-цилиндровым двигателем. Система электропитания в Sián создает быстрое ускорение на низких передачах с улучшенной силой тяги, что определяется комбинацией двигателя V12 и гибридной системы в Aventador. По сравнению с этой моделью сила тяги на третьей передаче в Sián увеличивается на 10%, сокращая время разгона с 30 до 60 км/ч на 0,2 с.

«Компания Lamborghini всегда шла против устоявшихся правил, была конкурентом, всегда перебирающим все варианты, чтобы найти лучшее решение, — говорит Маурицио Реджани (Maurizio Reggiani), технический директор Lamborghini. — Мы определяем наш путь к инновациям и устанавливаем новые правила в новых технологиях, а не просто следуем существующим решениям. Результатом является Lamborghini Sián, в котором впервые в мире применен суперконденсатор для гибридных автомобилей».

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Суперконденсаторы из некогда экзотических компонентов РЗА стали обычными и широко распространенными устройствами. Однако для того, чтобы получить от них максимальную отдачу при высокой надежности и ожидаемое поведение в конечных приложениях, их необходимо правильно использовать. И главное — не превышать допустимых пределов. Помощь в выборе правильного решения для конкретного приложения с использованием суперконденсаторов — это грамотный расчет.

В настоящее время суперконденсаторы находят широкое применение не только как резервные источники питания для миниатюрной аппаратуры [11], они обретают все большую популярность как буферные накопители энергии в мощных системах, например в гибридных автомобилях [11] (рис. 17). ▀

ЛИТЕРАТУРА

1. Kalbitz R., Puhane F. *How to Use Supercapacitors? A Brief Guide to the Design-In Process. Support Note SN009a.* Würth Elektronik, 2019-08-08. www.we-online.com/web/en/electronic_components/produkte_pb/application_notes/sn009_how_to_use_supercapacitors.php
2. Würth Elektronik Webinar: *about the technology of super capacitors & how you get the best out of it.* www.youtube.com/watch?time_continue=6&v=3du-EEnemns
3. Рентюк В. Суперконденсаторы и их роль в системах питания электроники ближайшего будущего // *Компоненты и технологии.* 2018. № 3.

4. Kularatna N. *Energy Storage Devices for Electronic Systems — Rechargeable Batteries and Supercapacitors*. Elsevier Academic Press. www.elsevier.com/books/energy-storage-devices-for-electronic-systems/kularatna/978-0-12-407947-2
5. Beguin F., Frackowiak E., Lu M. *Supercapacitors: Materials, Systems, and Applications*. Wiley-VCH. www.worldcat.org/title/supercapacitors-materials-systems-and-applications/oclc/857652984?referer=di&ht=edition
6. Conway B. E. *Electrochemical Supercapacitors — Scientific Fundamentals and Technological Applications*. Kluwer Academic/Plenum Publishers, New York. www.abebooks.com/Electrochemical-Supercapacitors-Scientific-Fundamentals-Technological-Applications/14258910824/bd
7. Super Capacitors (EDLCs). www.katalog.we-online.com/en/pbs/WCAP-STSC
8. Рентюк В. Суперконденсаторы Murata: большая емкость при малых габаритах // Компоненты и технологии. 2015. № 10.
9. Дрив Дж. Питание базовых элементов «умной пыли» — мотов — от пьезо-электрических преобразователей // Analog Innovation. 2015. Сентябрь.
10. Рентюк В. Проблема оптимального выбора комбинации входных и выходных конденсаторов для подавления пульсаций и помех DC/DC-преобразователей. Часть 2 // Компоненты и технологии. 2016. № 12.
11. Рентюк В. Конденсаторы и суперконденсаторы: базовые принципы, применение и преимущества // Компоненты и технологии. 2016. № 7.
12. LaGesse D. Supercapacitors Amp Up as an Alternative to Batteries. For National Geographic. www.nationalgeographic.com/news/energy/2013/08/130821-supercapacitors/
13. Slovick M. Lamborghini Hybrid Uses Supercapacitors in Place of Batteries. www.powerelectronics.com/print/21122

ВСЕГДА ЛИ НУЖНА МИНИАТЮРИЗАЦИЯ КЕРАМИЧЕСКИХ КОНДЕНСАТОРОВ



НАТАЛЬЯ СОЛОШЕНКО, инженер по применению компонентов, Würth Elektronik

В статье рассматриваются тенденции миниатюризации изделий и компонентов в электронной промышленности, технические аспекты и влияние уменьшения размера керамических конденсаторов на их параметры, а также позиция компании и дальнейшее развитие линейки этой продукции в портфолио Würth Elektronik.

В последние годы производители электроники периодически испытывают дефицит тех или иных типов компонентов, что в свою очередь сильно влияет на скорость и стоимость изготовления электронных устройств. Одними из таких компонентов, особенно подверженными влиянию технологических инноваций, все чаще становятся керамические конденсаторы. Практически нет ни одного современного устройства, в узлах которого отсутствовали бы эти компоненты, начиная от мобильных телефонов и телекоммуникационного оборудования и заканчивая бытовой техникой и крупными промышленными установками. Гонка за миниатюризацией пользовательской электроники создала тенденцию к уменьшению размеров готовых изделий и в других отраслях. Безусловно, в этом есть определенный смысл: меньше размеры устройств, ниже вес, а следовательно, и затраты на транспортировку. Основными компонентами, попадающими под сокращение размеров, естественно, являются пассивные компоненты и наиболее часто — конденсаторы. Но следует помнить, что

уменьшение размеров используемых компонентов влечет за собой и новые затраты: для их монтажа необходимо другое оборудование, требуется обработка существующих печатных плат, обучение персонала, а это все крайне трудоемко и занимает большое количество времени. Однако на пути к уменьшению размеров это не все подводные камни, с которыми придется столкнуться производителям. А потому постараемся рассмотреть основные проблемы, возникающие при использовании маленьких компонентов, и ответить на вопрос: стоит ли такого количества трудозатрат и времени небольшое уменьшение размеров конденсатора или в устройстве целесообразнее использовать крупные компоненты?

Гонка за миниатюризацией привела к тому, что многие солидные производители пассивных компонентов начинают отказываться от выпуска конденсаторов размером выше 0603 в пользу 0402, 0201 и меньше. С точки зрения производителей конденсаторов это весьма выгодно: сокращается расход материала, а также вес и объем компонентов, но при этом

цена конденсаторов большой емкости (от 10 мкФ и выше) остается прежней, а иногда и возрастает. Но компания Würth Elektronik выступает против таких тенденций и официально заявляет, что продолжит выпуск керамических конденсаторов крупных размеров до 2220 и будет всячески развивать это направление.

С какими же проблемами придется столкнуться инженеру при решении использовать керамические конденсаторы меньшего размера? Для начала рассмотрим, какие различия есть в типах конденсаторов и как это влияет на их свойства. Сегодня существует два класса керамических конденсаторов: первый и второй. Их основное различие состоит в материале, из которого они изготовлены. Первый класс (более знакомый нам как NPO или C0G) сделан из параэлектрического материала — оксида титана (TiO_2) (рис. 1а) с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 10-50$, тогда как второй (более известный нам как X7R, X5R, Y5V) из ферроэлектрического материала — титаната бария (BaTiO_3) (рис. 1б) со значительно более высокой проницаемостью $\epsilon_r = 500-10\,000$. Именно различия в свойствах обоих материалов становятся причинами разного поведения конденсаторов в реальных применениях (табл. 1).

Именно с зависимостью емкости от напряжения придется стол-

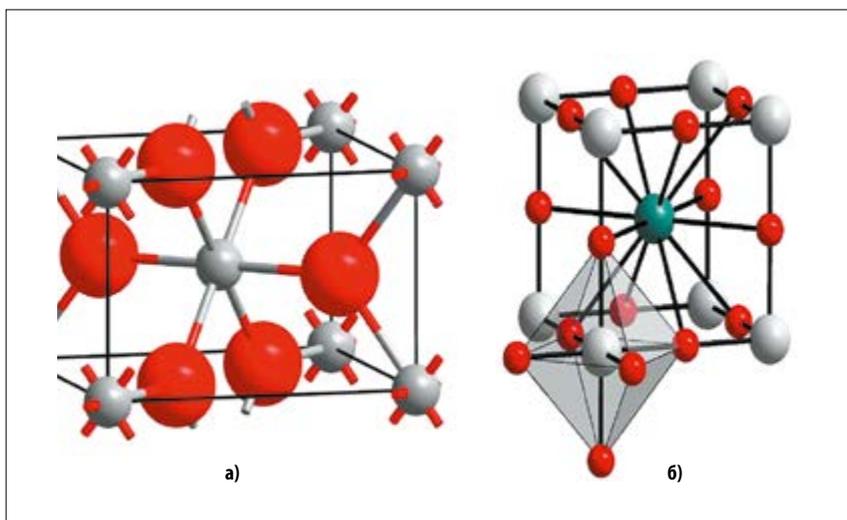


Рис. 1. Структура материала: а) TiO_2 ; б) BaTiO_3

Таблица 1. Основные свойства материалов

Свойства	Класс 1	Класс 2
Тип материала	параэлектрик	ферроэлектрик
Зависимость ϵ_r от напряженности поля	нет	да
ϵ_r	10–50	500–10 000
Температурная зависимость	линейная	нелинейная
Зависимость емкости от напряжения	есть	нет
Старение	практически отсутствует	определенное старение
Другие свойства	высокое сопротивление изоляции	наличие микрофонного эффекта

Таблица 2. Кодировка конденсаторов 1-го класса

Класс 1	Температурный коэффициент, ppm/°C	Допуск температурного коэффициента, ppm/°C	Соответствие IEC 60384-21
COG	0	±30	NPO

Таблица 3. Кодировка конденсаторов 2-го класса

Первая буква кода	Нижняя граница рабочей температуры, °C	Цифра	Верхняя граница рабочей температуры, °C	Вторая буква	Допустимое изменение емкости в рамках температурного диапазона, %
X	-55	7	+85	R	±15
Y	-30	5	+105	V	-56...+22

кнуться разработчику при выборе маленького размера конденсатора, начиная с допусков, заложенных производителем, и заканчивая изменением емкости на больших напряжениях. В первом случае информация находится как в документации (datasheet), так и в кодировке самого конденсатора NPO, X5R, X7R (табл. 2, 3). Кодировка конденсаторов исходит из стандартов EIA-RS198.

А если вернуться к физическим свойствам материала — именно он является так называемым гарантом накопления емкости, поскольку диэлектрик, поляризуясь, запасает энергию в форме электрического поля. Чем меньше размер конденсатора, тем меньшее количество материала было использовано при его изготовлении. Это означает, что и слой диэлектрика между обкладками очень мал и способен обеспечить значительно меньшую удельную емкость (рис. 2). А это, в свою очередь, приведет к сильному изменению номинальной емкости при приложении максимального напряжения.

Но прежде чем вычислять изменение емкости при максимальном напряжении, нужно учесть все допуски, изначально заложенные производителем. Для примера обратимся к двум конденсаторам с идентичными характеристиками, немного различными по границам температурных диапазонов: X7R и X5R, парномера 885012109006 и 885012108011 соответственно. Электрические характеристики у них одинаковые: емкость 22 мкФ, корпус 1210, напряжение 10 В. А если учесть все допуски и изменения, описанные ранее, получим следующее:

- ±20% — заложено производителем, так как более точный контроль производства может значительно увеличить стоимость компонента;
- ±15% — температурное изменение, указанное в коде конденсатора;

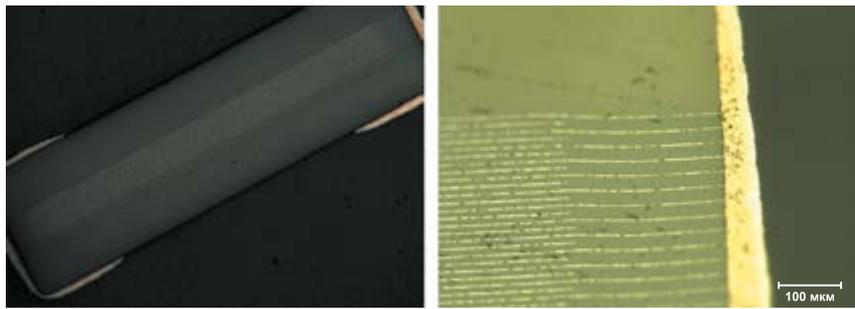


Рис. 2. Внутреннее строение многослойного керамического конденсатора

- от -6 до -50% — зависимость емкости от напряжения;
- 3-8% — старение за 10 000 ч.

И что получается в итоге? Для конденсатора X7R из обещанных в документации 22 мкФ в лучшем случае получится 25,32 мкФ, а в худшем — 15,32 мкФ (рис. 3).

А если рассмотреть X5R, характеристики которого незначительно отличаются от X7R, то в худшем случае емкость составит 6,85 мкФ, а в лучшем — 13,88 мкФ (рис. 4).

При этом рассматриваются довольно крупные размеры 1210, у которых зависимость емкости от напряжения не так сильно проявляется в сравнении с конденсаторами меньшего размера. Но эти данные не всегда легко найти. Очень часто для расчета изменения емкости конденсатора производителем приводятся графики для целой серии либо указываются формулы, найти которые в даташите не всегда удается сразу.

Таким образом, определение реальной емкости — и поиск необходимой, и сам расчет — может занять определенное время, кроме того, не всегда эти усилия заканчиваются успехом. Компания Würth Elektronik постаралась максимально упростить задачу для разработчиков и добавила все эти данные в бесплатное онлайн-приложение REDEXPERT, доступное по ссылке we-online/redexpert или на сайте компании.

Так, на рис. 5 представлена сравнительная характеристика из программы REDEXPERT, где сравниваются одинаковые по емкости и напряжению, но различные по типу и размеру конденсаторы:

- емкость: 22 мкФ;
- напряжение: 10 В;
- тип: X5R, X7R;
- корпус: 1210, 1206, 0805.

Как видно из рис. 5, при прочих равных самый маленький компонент в корпусе 0805 смог обеспечить емкость всего 4,39 мкФ в сравнении с самым большим,

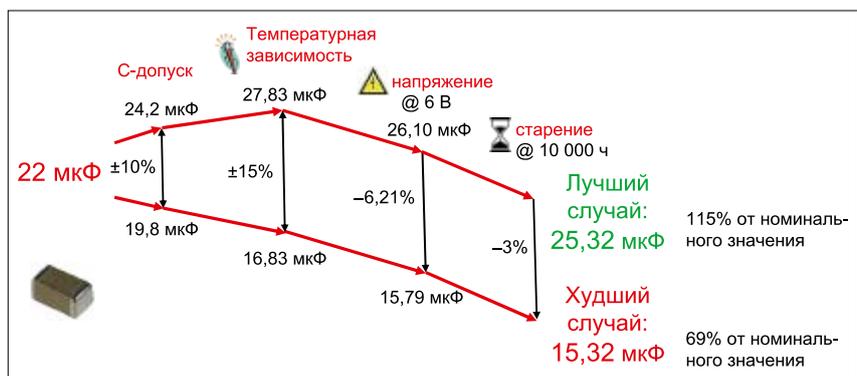


Рис. 3. Вычисление емкости конденсатора X7R в реальном применении

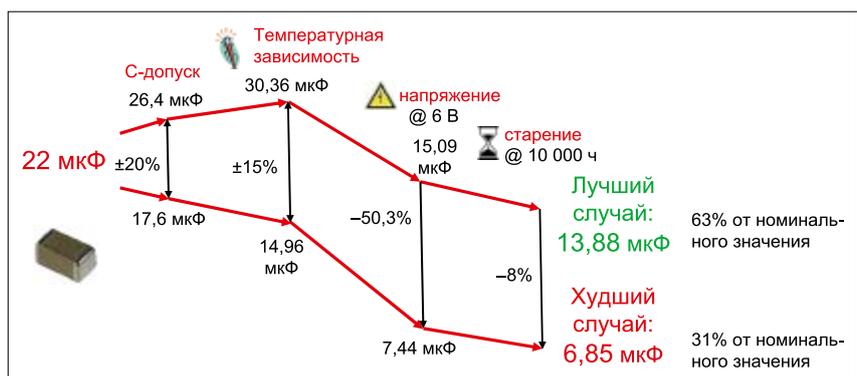


Рис. 4. Вычисление емкости конденсатора X5R в реальном применении

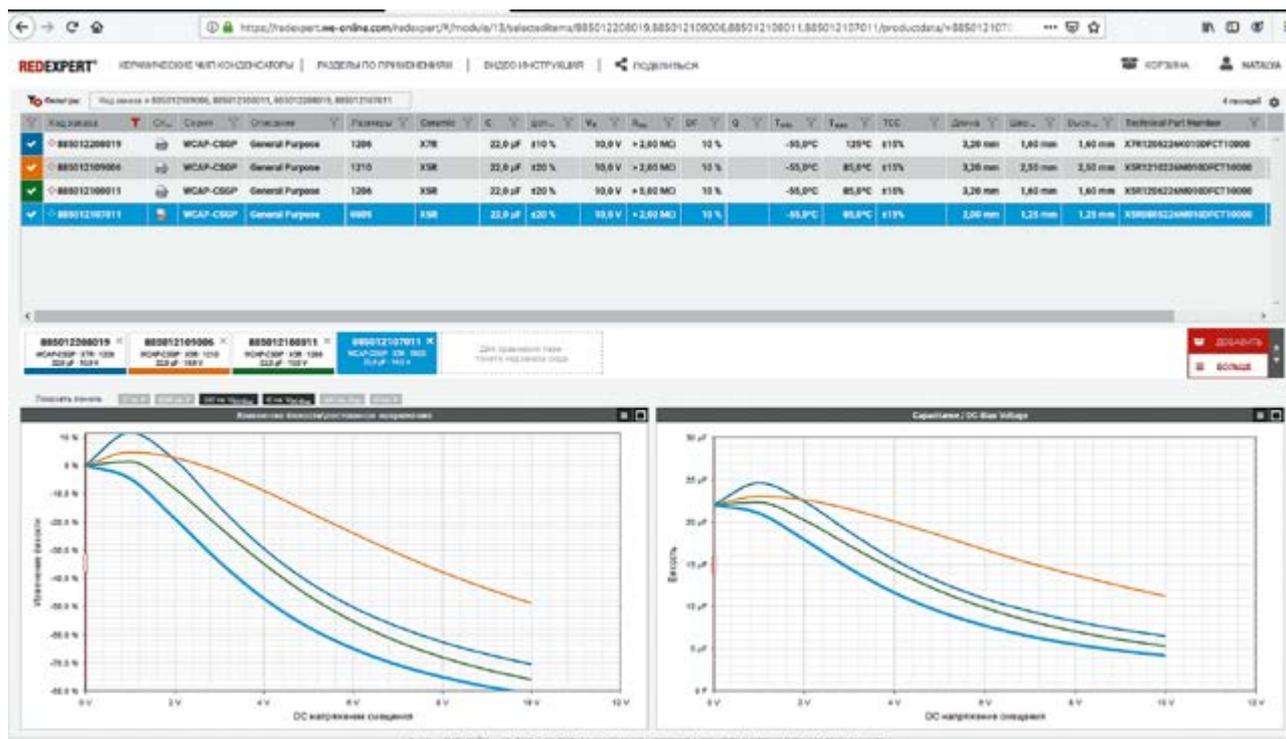


Рис. 5. Окно программы REDEXPERT

в корпусе 1210, который поддерживает 20,1 мкФ — емкость, очень близкую к указанной в даташите.

Таким образом, чтобы заменить большой конденсатор и при этом обеспечить необходимую емкость, вместо одного конденсатора в корпусе 1210 придется собрать цепочку из 5 шт. в размере 0805 или 20 шт. в размере 0402 (рис. 6), что займет больше места на плате, а также увеличит время трассировки платы и стоимость установки компонентов.

Кроме того, не стоит забывать, что одним из весомых преимуществ керамических конденсаторов являются низкие значения паразитных параметров, таких как собственное последовательное сопротивление (ESR — Equivalent Series Resistance) и индуктивность (ESL — Equivalent Series Inductance). И если необходимую емкость не удастся получить от одного компонента, то массив конденсаторов будет иметь большое количество соединительных дорожек либо переходных отверстий, каждое из которых внесет в схему дополнительную индуктивность, что, в конечном счете, может негативно сказаться на шумовых характеристиках всего устройства.

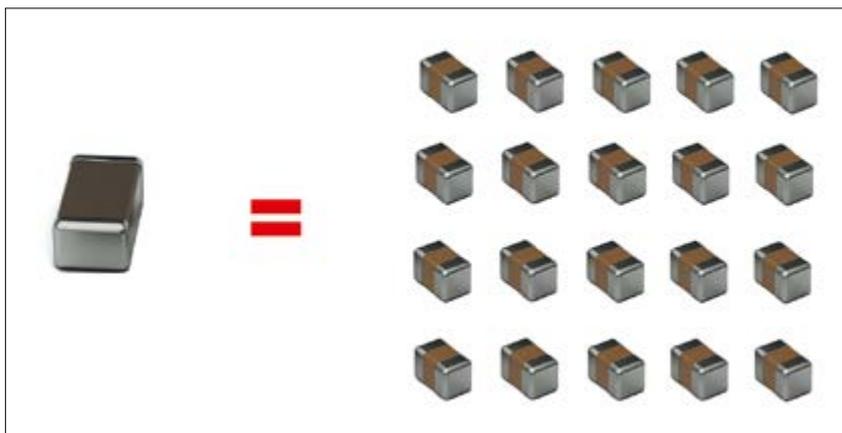


Рис. 6. Примерное соотношение размеров конденсаторов в корпусах 1210 и 0402 для обеспечения емкости в 20 мкФ

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Вывод напрашивается сам собой: не для всех устройств есть необходимость в миниатюризации компонентов, а в некоторых случаях это даже нецелесообразно.

Компания Würth Elektronik является производителем качественных пассивных компонентов и одним из лидеров в области сервиса в отрасли. Обширный склад компании гарантирует доступность конденсаторов и других пассивных компонентов в кратчайшие сроки, позволяя сделать

сотрудничество максимально эффективным и удобным. Компания официально заявляет, что будет и впредь развивать линейки керамических конденсаторов крупных размеров, поддерживать своих клиентов бесплатными образцами, предоставлять всестороннюю техническую поддержку и компоненты, имеющиеся на складах. Поэтому, прежде чем сделать выбор в сторону маленького размера конденсаторов, не лишним будет ответить на вопрос: а есть ли смысл? ➡

СЕТЕВОЙ ФИЛЬТР — ПОСЛЕДНИЙ БАРЬЕР В ИМПУЛЬСНОМ ИСТОЧНИКЕ ПИТАНИЯ



СТЕФАН КЛЯЙН (STEFAN KLEIN), Würth Elektronik

При использовании импульсного источника питания на его первичной стороне возникают кондуктивные помехи, которые проникают в питающую сеть и могут привести к сбоям другого оборудования, подключенного к этой же сети. Они могут наводиться на оборудование, которое получает питание от этой сети. Сетевые фильтры, подавляющие генерируемые радиопомехи, можно легко разработать с использованием пассивных компонентов, например сетевых дросселей с компенсацией токов утечки и конденсаторов X/Y. В статье описывается разработка однофазного сетевого фильтра.

ПАРАЗИТНЫЕ ТОКИ НА ВХОДЕ ИМПУЛЬСНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ

Паразитные токи создают падение напряжения радиопомех на компонентах электрической цепи. На рисунке 1 показано, как протекают эти токи в импульсном источнике питания.

Активная составляющая высокочастотного тока i_{DM} протекает через первичную цепь источника питания. Частота этого тока равна рабочей частоте импульсного регулятора, что приводит к появлению дифференциальной помехи. Из-за быстрых коммутационных процессов в полупроводниковых компонентах (как правило, в MOSFET), возникают высокочастотные колебания и паразитные эффекты. Дифференциальный ток протекает со стороны сети электропитания L через выпрямительный мост и по первичной обмотке изолирующего трансформатора, MOSFET и нейтральному проводнику возвращается в сеть. Ключ установлен на охлаждающий его радиатор, подключенный к защитному земляному проводнику PE.

Возникающая емкостная связь между радиатором и стоком ключа приводит к появлению синфазной помехи. Синфазный ток i_{CM} возвращается по заземляющей линии PE на вход импульсного источника питания, где снова через паразитную емкость создает помехи в линии L и нейтральной линии N. Ток i_{CM} протекает по обеим линиям сетевого питания и выпрямительный мост, где снова наводит помеху на заземляющую линию PE из-за паразитной связи с радиатором.

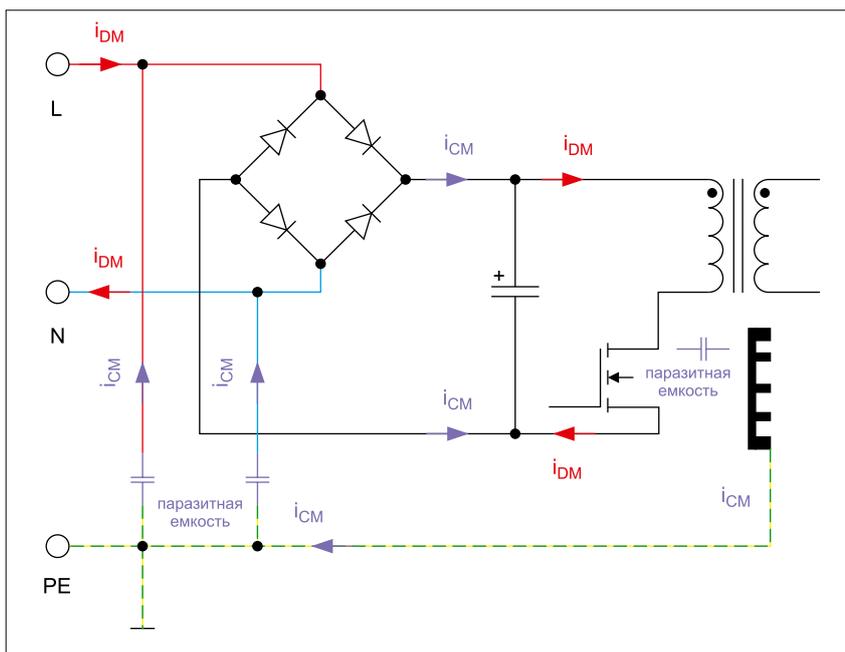


Рис. 1. Паразитные токи на входе импульсного источника питания

РАСЧЕТНЫЙ СПЕКТР ШУМА

Выпрямленное сетевое напряжение прикладывается к участку сток-исток. Пиковый уровень этого напряжения определяется следующим образом:

$$V_p = 230 \text{ В} \cdot \sqrt{2} = 325 \text{ В}.$$

В рассматриваемом случае используется импульсный источник тока с частотой 100 кГц. На этой частоте синхросигналы следуют с интервалом 10 мкс, а их длительность составляет 2 мкс. Следовательно, коэффициент заполнения:

$$D = \frac{t_{ON}}{T} = \frac{2 \text{ мкс}}{10 \text{ мкс}} = 0,2.$$

Исходя из того, что импульсы тока через выпрямительный мост имеют трапецевидную форму, можно приблизительно определить спектр ЭМС в отсутствие сетевого фильтра и без преобразования Фурье. Сначала установим первую угловую точку для спектральной плотности амплитуды.

$$n_{сол} = \frac{1}{\pi D} = \frac{1}{\pi \cdot 0,2} = 1,592.$$

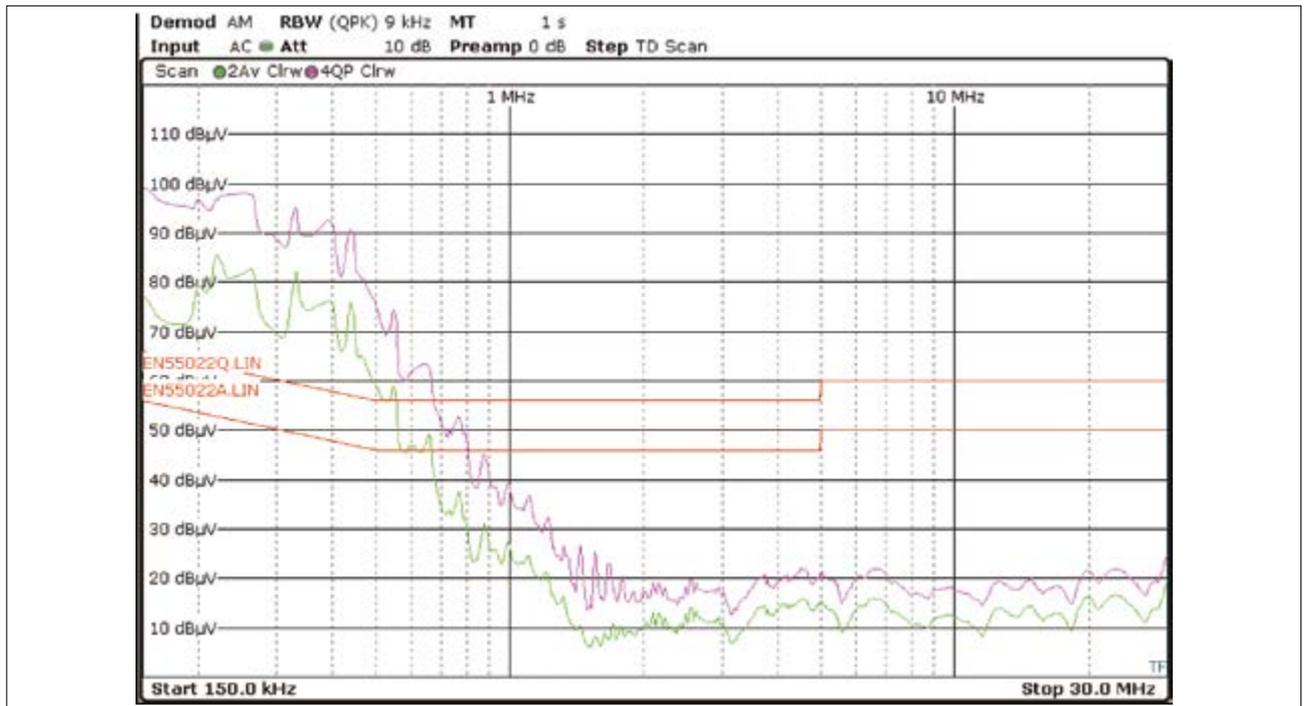


Рис. 2. Напряжение радиопомехи в импульсном источнике питания без сетевого фильтра

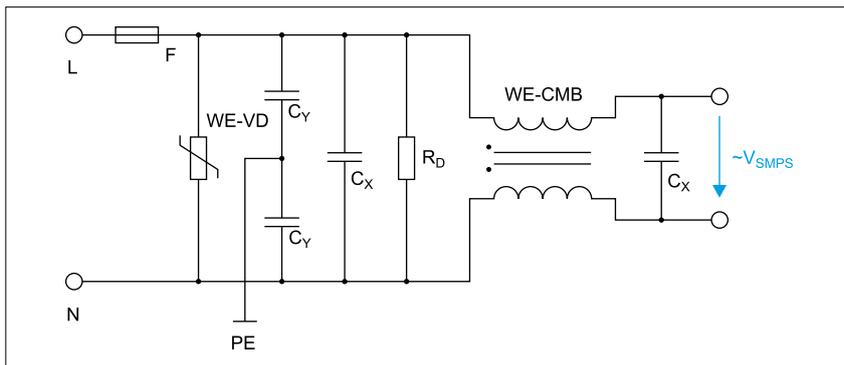


Рис. 3. Однофазный сетевой фильтр

Первая частота среза, ограничивающая спектральную плотность амплитуды, определяется следующим образом:

$$F_{CO1} = n_{CO1} \cdot f_{CLK} = 1,592 \cdot 100 \text{ кГц} = 159,2 \text{ кГц}.$$

Таким образом, можно определить амплитуду первой гармоники:

$$c_1 = \frac{2V_p}{\pi n_{CO1}} = \frac{2 \cdot 325 \text{ В}}{1,592\pi} = 130 \text{ В}.$$

Предположив, что емкость паразитной связи C_p между импульсным источником питания и заземлением равна 20 пФ, можно установить величину синфазного тока первой гармоники I_{CM1} :

$$I_{CM1} = \frac{2\pi \cdot f_{CO1} \cdot C_p \cdot C_1}{\sqrt{(50\pi \cdot f_{CO1} \cdot C_p)^2 + 1}} = \frac{2\pi \cdot 159,2 \text{ кГц} \cdot 20 \text{ пФ} \cdot 130 \text{ В}}{\sqrt{(50\pi \cdot 159,2 \text{ кГц} \cdot 20 \text{ пФ})^2 + 1}} = 2,6 \text{ мА}.$$

Напряжение радиопомехи V_{CM} измеряется с помощью эквивалента цепи (LISN) и приемника для измерения ЭМС. Поскольку входной импеданс измерительного приемника величиной 50 Ом включен параллельно выходному импедансу эквивалента цепи 50 Ом, суммарный импеданс Z соединения равен 25 Ом. Рассчитаем измеряемое напряжение радиопомехи V_{CM} :

$$V_{CM} = Z \cdot I_{CM1} = 25 \text{ Ом} \cdot 2,6 \text{ мА} = 0,065 \text{ В}.$$

В единицах дБмкВ получаем:

$$V_{\text{дБмкВ}} = 20 \lg \frac{0,065 \text{ В}}{1 \text{ мкВ}} = 96,26 \text{ дБмкВ}.$$

Расчеты показывают, что возможно появление больших радиопомех. Для оценки их уровня можно воспользоваться, например, стандартом EN 55022. В диапазоне частот 0,15–0,5 МГц этот стандарт определяет допустимый квазипиковый уровень помех в пределах 66–56 дБмкВ. На рисунке 2 представлен

результат измерения напряжения кондуктивной радиопомехи импульсного источника питания в отсутствие сетевого фильтра. Очевидно, что в данном случае без фильтра не обойтись.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ СЕТЕВОГО ФИЛЬТРА

На рисунке 3 представлена схема простого однофазного сетевого фильтра. Компания Würth Elektronik выпускает разные модели сетевых дросселей, в т. ч. серии WE-CMB, для реализации сетевых фильтров. Как правило, дроссель состоит из кольцевого марганцево-цинкового сердечника с двумя отдельными обмотками, намотанными в противоположных направлениях. На рисунке 4 показан внешний вид дросселя WE-CMB. В этом случае он работает как катушка фильтра, которая

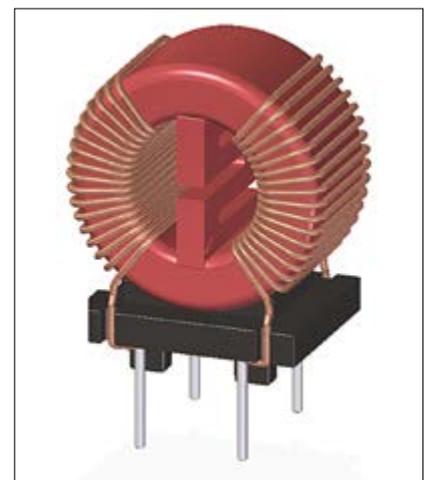


Рис. 4. Внешний вид дросселя WE-CMB

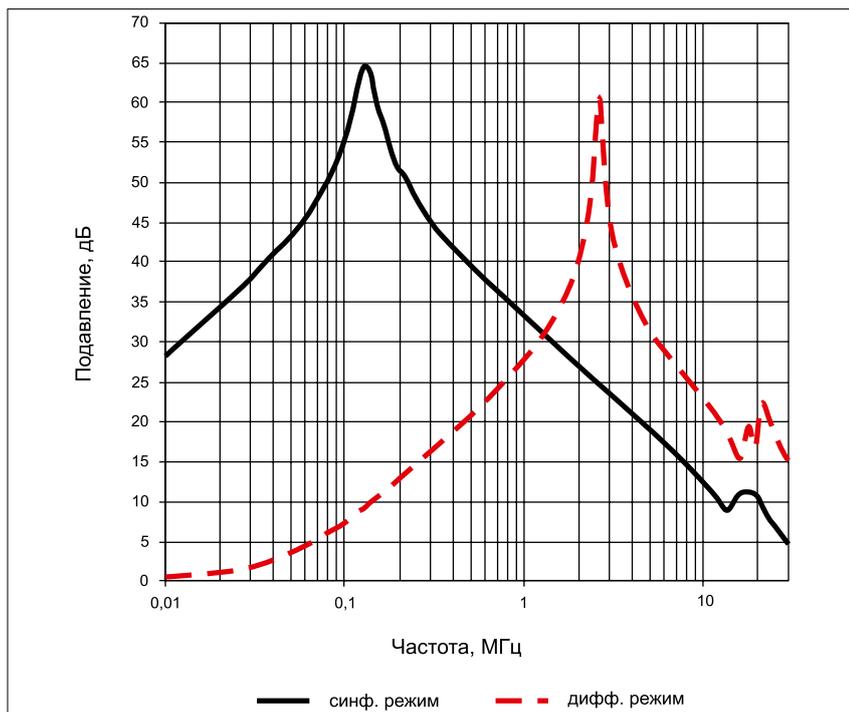


Рис. 5. Характеристика подавления помех дросселем WE-CMB XS

противодействует току, уменьшая его амплитуду. Необходимо выбрать синфазный дроссель с как можно меньшей собственной резонансной частотой (СРЧ) в диапазоне самых низких частот, т.к. в рассматриваемом случае используется источник питания с очень низкой частотой импульсов. Выбор минимально возможной СРЧ обеспечивает хорошее подавление сигнала в диапазоне нижних частот.

На рисунке 5 представлена характеристика дросселя WE-CMB размером XS с индуктивностью 39 мГн в 50-Ом системе.

Характеристики подавления помех в синфазном и дифференциальном режимах отличаются друг от друга (см. рис. 5). В синфазном режиме максимальная величина подавления сетевым дросселем WE-CMB достигается на частоте 150 кГц. Однако с дальней-

шим увеличением частоты подавление ослабевает. Возникает необходимость в использовании конденсаторов X и Y, поскольку помеху следует подавлять до частоты 30 МГц. Конденсатор X устанавливается до и после сетевого фильтра для блокирования дифференциальных помех со стороны сети и импульсного источника питания. Индуктивность рассеяния дросселя WE-CMB вкупе с конденсатором X образует фильтр низкой частоты, который уменьшает дифференциальные помехи и последующие синфазные помехи.

В рассматриваемом случае были выбраны два конденсатора X ёмкостью по 330 нФ. Их собственная резонансная частота составляет около 2 МГц.

Из соображений безопасности резистор следует установить на стороне электрической сети параллельно конденсатору X, который будет разряжаться после отсоединения источника питания от сети. Перед сетевым фильтром также устанавливается варистор, чтобы закончить перенапряжение в переходном процессе. С этой задачей успешно справятся дисковые варисторы серии WE-VD от Würth Elektronik. Для защиты от перегрузок перед варистором устанавливается плавкий предохранитель. Защита срабатывает в случае короткого замыкания варистора. Конденсаторы Y применяются для последующего подавления синфазных помех. В сочетании с дросселем WE-CMB они определяют частоту среза f_0 в соответствии с уравнением «Томсона»:

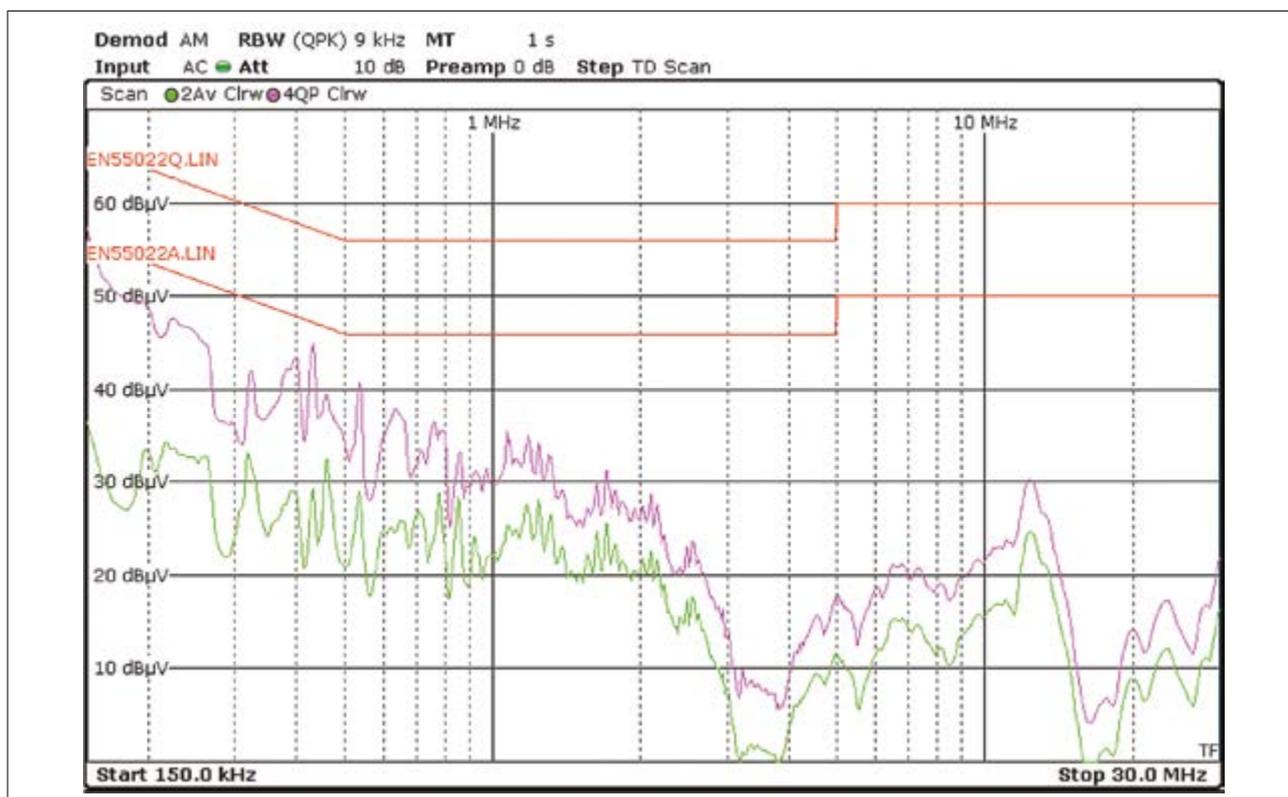


Рис. 6. Напряжение радиопомехи при использовании сетевого фильтра

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Чтобы уровень помех был ниже допустимого 66 дБмкВ (при 150 кГц), требуется обеспечить подавление величиной 40 дБ, что соответствует двум декадам в логарифмическом представлении. Для расчета емкости конденсатора Y используется преобразованное уравнение колебаний:

$$C_Y = \frac{1}{\left(2\pi \cdot \frac{f_{CLK}}{10}\right)^2 \cdot L_{CMC}} = \frac{1}{\left(2\pi \cdot \frac{100\text{кГц}}{10}\right)^2 \cdot 39\text{ мГн}} = 6,5\text{ нФ.}$$

Поскольку требуются два конденсатора Y, расчетное значение делится пополам. Эти конденсаторы позволяют вернуть синфазную помеху от импульсного источника питания

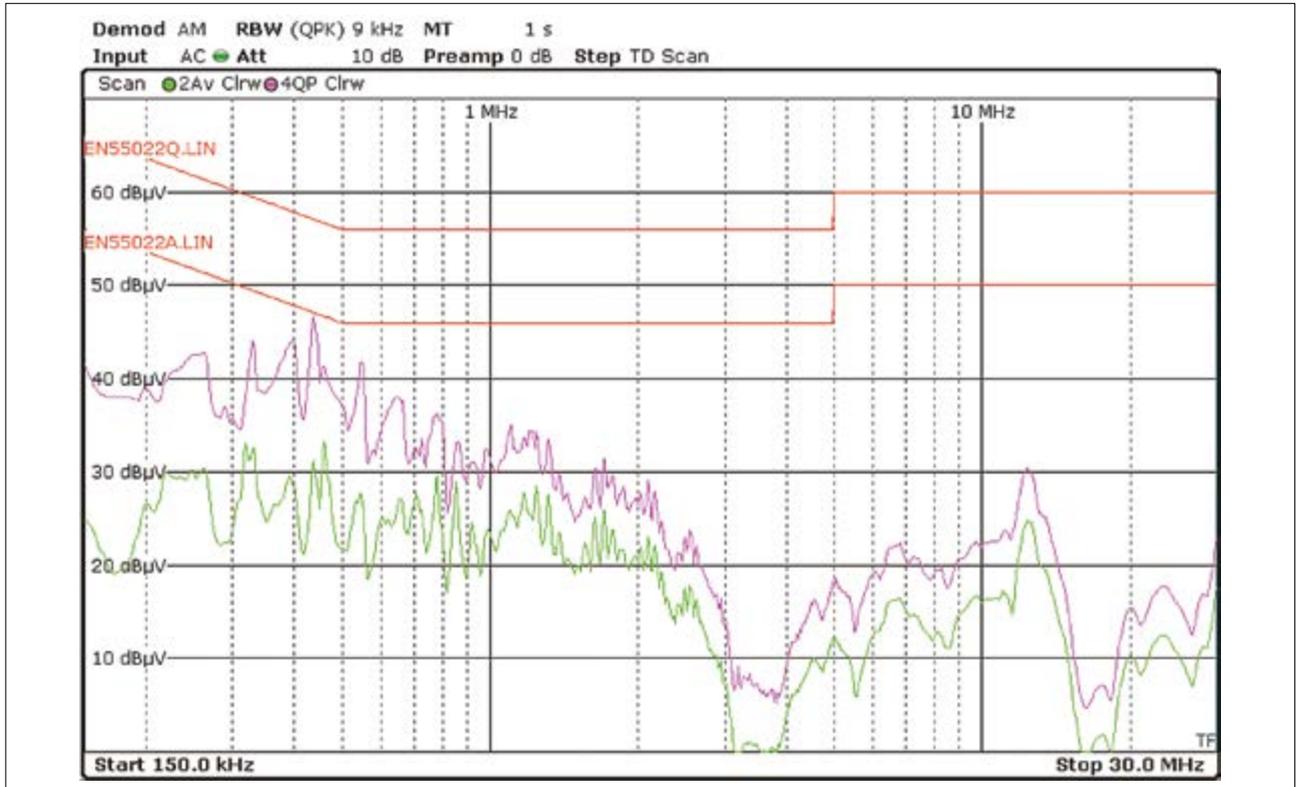


Рис. 7. Напряжение радиопомехи в схеме с оптимизированным сетевым фильтром

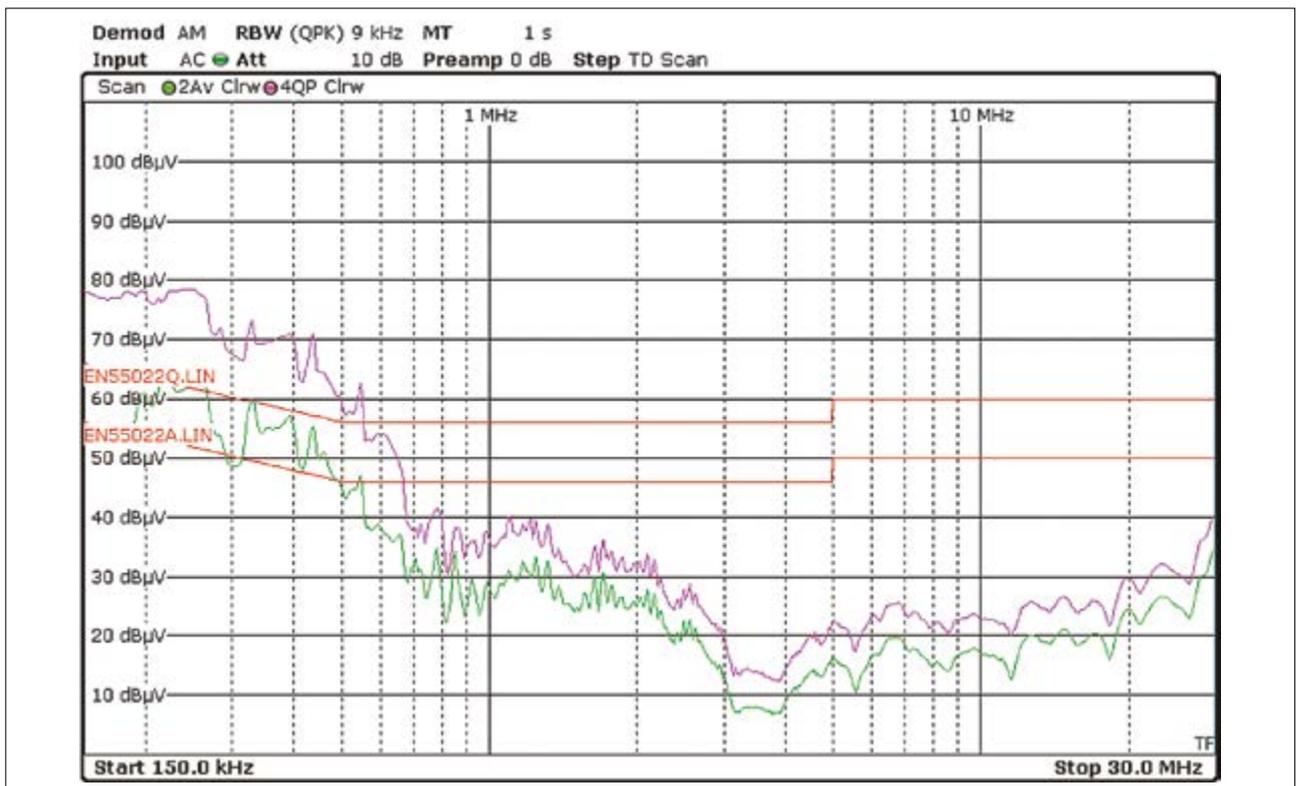


Рис. 8. Напряжение радиопомехи в схеме с сетевым фильтром без дросселя WE-CMB

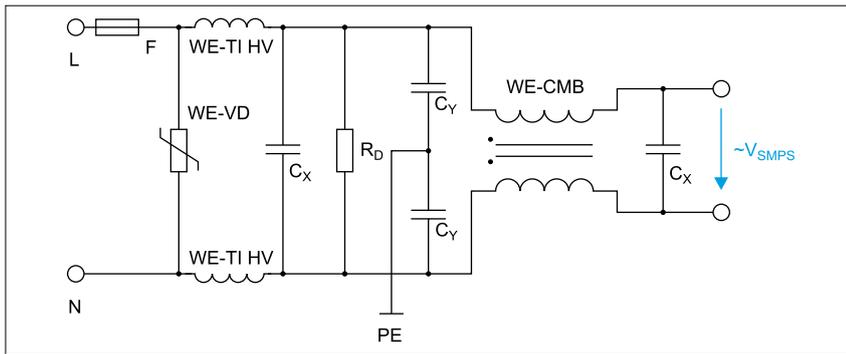


Рис. 9. Сетевой фильтр с дросселем WE-CMB and WE-TI HV

к заземлению. В зависимости от типа устройства допускается, чтобы ток утечки был в диапазоне 0,25–3,5 мА, а емкость не превышала 4,7 нФ. С учетом этих требований выбираются два конденсатора Y с номинальным значением емкости из ряда E12 и емкостью 2,2 нФ. На рисунке 6 представлен результат измерения схемы при использовании такого сетевого фильтра.

Использование сетевого фильтра с расчетными параметрами позволяет успешно пройти испытания на подавление напряжения помехи. Разность между соответствующими предельными значениями помехи и результатами измерений квазипиковых и средних значений на частоте 150 кГц превышает 10 дБ. Эта величина значительно возрастает в остальной части отведенного диапазона.

ОПТИМИЗАЦИЯ СЕТЕВОГО ФИЛЬТРА

Чтобы в еще больше мере обеспечить подавление помехи в диапазоне нижних частот, можно заменить два конденсатора X емкостью 330 нФ двумя конденсаторами X емкостью 1,5 мкФ. На рисунке 7 представлены результаты измерения схемы с оптимизированным сетевым фильтром.

В результате изменения емкости конденсаторов напряжение радиопомехи в диапазоне нижних частот уменьшилось приблизительно на 15 дБ, что увеличило отношение сигнала к шуму.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СЕТЕВОГО ФИЛЬТРА БЕЗ ДРОССЕЛЯ

Часто на начальных этапах проектирования возникает соблазн обойтись без синфазного дросселя, задействовав только конденсаторы X и Y. Однако такой подход не соответствует принципу использования сетевого фильтра для нейтрализации тока помехи с помощью элемента фильтра с большим импедансом. На рисунке 8 представлены результаты измерения напряжения радиопомехи в схеме с тем же фильтром, но без синфазного дросселя.

Как и ожидалось, в отсутствие сетевого дросселя WE-CMB радиопомехи в диапазоне нижних частот в значительной мере увеличиваются. На 200 кГц квазипиковое значение уровня помех составляет около 78 дБмкВ, а средняя величина – 60 дБмкВ. Результаты измерений квазипиковых и средних значений показывают, что уровень помех превышает допустимый до частоты 600 кГц. Таким образом, использование сетевого фильтра без дросселя недопустимо.

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЙ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ ФИЛЬТР

Если дросселя WE-CMB и конденсаторов X недостаточно для подавления дифференциальной помехи, используется дополнительный дифференциальный фильтр, состоящий из двух последовательно соединенных катушек. На рисунке

9 показана схема такого сетевого фильтра.

Катушки серий WE-TI HV и WE-PD2 HV или WE-SD компании Würth Elektronik в полной мере пригодны для подавления в дифференциальном режиме. В случае ВЧ-помех рекомендуется использовать компоненты серии WE-UKW. Для расчета параметров этих катушек применяется уравнение «Томсона». Если необходимо, чтобы каждая катушка обеспечила подавление 40 дБ на декаду, частота среза должна составлять 1/10 от рабочей частоты. Для расчета катушки используются то же значение емкости конденсаторов X:

$$L_{DM} = \frac{1}{\left(2\pi \cdot \frac{f_{CLK}}{10}\right)^2 \cdot C_X} = \frac{1}{\left(2\pi \cdot \frac{100 \text{ кГц}}{10}\right)^2 \cdot 330 \text{ нФ}} = 767 \text{ мкГн}.$$

Поскольку катушки для подавления дифференциального тока установлены последовательно, расчетная величина делится надвое. Ближайшее наибольшее значение индуктивности WE-TI HV равно 470 мкГн. При выборе катушки для подавления дифференциальных помех ее номинальный ток должен намного превышать номинальный ток импульсного источника питания.

ВЫВОДЫ

Итак, импульсному источнику питания недостаточно сетевого фильтра без синфазного дросселя. Одни только конденсаторы не способны полностью подавить излучение помех – перед сетевым фильтром необходимо установить дополнительные дроссели, которые помогают подавить дифференциальный шум. При использовании сетевого фильтра уровень всех помех становится ниже допустимого значения, что позволяет импульсному источнику питания успешно пройти испытания на электромагнитную совместимость. ▬

ПРОБЛЕМА ДЕГРАДАЦИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СОЕДИНИТЕЛЕЙ

АЛЕКСАНДР ШАЙЛЕТ (ALEXANDRE CHAILLET)

Перевод: **ВЛАДИМИР РЕНТЮК**

Мы знаем, что любой контакт характеризуется тем или иным электрическим сопротивлением, следовательно, когда через него проходит ток, на нем выделяется тепло. Количество тепла напрямую связано с обоими параметрами и временем прохождения тока и описано законом Джоуля — Ленца. Но как влияет температура окружающей среды и собственный нагрев на сопротивление контакта? Должны ли мы ограничивать ток при повышении температуры среды, особенно когда она близка к максимальной рабочей температуре, допустимой для разъема? В статье мы постараемся ответить на эти вопросы и дать практические рекомендации, которые могут использоваться при работе с разъемами.

ПРОБЛЕМА ПОВЫШЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ

Немного теории: почему и как возрастает температура контактного соединения

Для любых электрических соединителей (разъемов и клемм) в их спецификациях всегда указывается номинальный и максимальный рабочие токи, которые определяются международными, национальными или отраслевыми стандартами. В них отмечено максимальное значение повышения температуры (Δt), допустимое при номинальном рабочем токе, поскольку это напрямую влияет на надежность контактного соединения и аппаратуры в целом. Для подтверждения соответствия требованиям стандарта температуру измеряют в самой горячей точке разъема с использованием очень точных технологий измерения, при этом обычно соблюдаются условия стандарта EIA364-70. Различные стандарты могут допускать разные значения для максимального значения Δt , поэтому здесь выбор остается за изготовителем. Например, для сертификации UL (UL1059 — клеммные колодки) компания Würth Elektronik выбрала максимальное значение Δt — 30 К1.

Различные стандарты также могут использовать разные процедуры испытаний, число точек измерения и, как было сказано, значение Δt , следовательно, даже для одного и того же типа продукта в рамках разных стандартов, например UL² и VDE³, можно найти различные значения испытательного тока и критерии соответствия.

Количество выделяемого на сопротивлении тепла описывается законом Джоуля — Ленца как:

$$Q = I^2 \times R \times t,$$

где R — сопротивление проводника; I — сила проходящего через него тока, а t — время, за которое нам необходимо узнать количество выделившейся теплоты.

Однако нас интересует не выделяемое количество теплоты само по себе, а повышение в установившемся режиме температуры проводника или сопротивления в определенных условиях и по отношению к температуре окружающей среды, которое можно рассчитать по следующей формуле, предложенной Джоулем:

$$\Delta t = k \times R \times I^2, \quad (1)$$

где Δt — повышение температуры, К; k — постоянная (константа); R — сопро-

тивление контакта разъема, Ом; I — сила тока через контакт, А.

Формула проста и понятна, однако проблема в том, что входящая в формулу константа k зависит как от предсказуемых, так и от непредсказуемых факторов, в частности, типа пластика и даже его цвета, а также от параметров окружающей среды, в том числе скорости потока воздуха, и прочих факторов, которые улучшат или уменьшат тепловое рассеяние. Так что вполне естественно, что мы не можем знать или рассчитать эту константу для каждого типа и каждого варианта использования соединителя.

Впрочем, эту константу можно не брать в расчет, когда мы сравниваем значения в одной и той же системе. Если мы измеряем Δt_1 разъема с током I_1 , то Δt_2 можно вычислить при другом токе I_2 без каких-либо тонких измерений (рис. 1).

Если мы используем приведенную формулу Джоуля (1), то константа k и сопротивление R будут одинаковыми для этих контактов⁴:

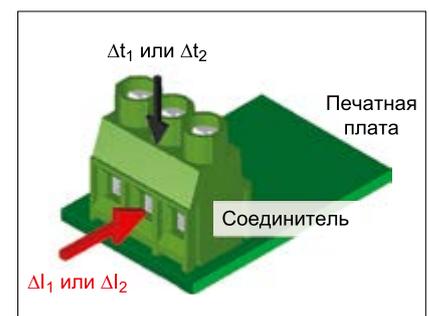


Рис. 1. Принцип сравнительного теста на повышение температуры

1 Аналогичное требование содержится, например, в действующем в РФ стандарте ГОСТ 24566-86 (СТ СЭВ 5360-85) «Соединители плоские втычные. Основные размеры, технические требования и методы испытаний (с Поправкой)», п. 2.3.4: «При протекании испытательного тока превышение температуры контактного соединения соединителей относительно температуры окружающего воздуха не должно быть выше +30 °С, а при циклическом нагревании — не должно быть выше +85 °С».

2 UL, Underwriters Laboratories Inc. — компания по стандартизации и сертификации в области техники безопасности США. Наиболее известным стандартом компании является UL94 на горючесть пластмасс.

3 VDE — Институт сертификации и испытаний VDE, Оффенбах, Германия.

4 Эта формула является оценочной и, следовательно, не точной по следующим причинам: погрешность задания токов, точность измерения температуры и влияние окружающей среды.

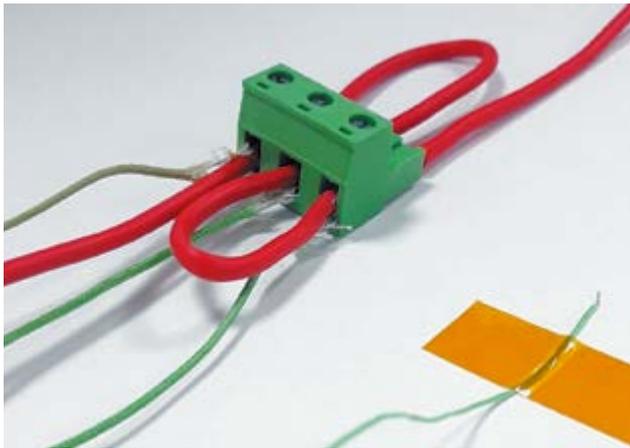


Рис. 2. Схема подключения проводов и термопар

$$\Delta t_1/\Delta t_2 = I_1^2/I_2^2. \quad (2)$$

В следующем параграфе мы увидим, насколько точна эта оценка по сравнению с реальными измерениями и можно ли ее использовать на практике. Основой для наших рассуждений станет внутренняя температура разъема, которая с учетом внешней температуры $t_{ambient}$ может быть записана уравнением:

$$t = \Delta t + t_{ambient} \quad (3)$$

Экспериментальное подтверждение увеличения температуры контактного соединения

Для того чтобы подтвердить теорию, для некоторых продуктов компании Würth Elektronik был проведен тест на повышение температуры при прохождении тока. Во избежание влияния воздушного потока соединители были помещены в закрытую камеру без регулирования температуры (термостатирования).

В следующем примере, показанном на рис. 2, клеммная колодка, расположенная на печатной плате, была подключена последовательно тремя контактами. Для этого мы использовали стандартный провод сортамента 12 AWG (диаметр 2,053 мм, площадь сечения 3,31 мм²) и пропустили через него ток силой 20 А. Для контроля температуры на разъеме мы установили три термопары — по одной внутри каждого винтового зажима. Кроме того, для измерения температуры окружающей среды использовали дополнительную термопару (на рис. 2 она показана справа).

В таблице 1 приведены результаты измерения температуры Δt (К) и параллельно расчетная оценка по формуле Джоуля (1) с перерасчетом по формуле (2) относительно Δt , измеренного при рабочем токе 20 А (зеленая строка). В качестве примера оценка Δt , (превышение температуры крайней левой клеммы) при токе 10 А рассчитывается следующим образом:

$$\Delta t_{10A} = (I_1^2/I_2^2) \times \Delta t_{20A} = (10^2/20^2) \times 19,2 \text{ К} = 4,8 \text{ К}. \quad (4)$$

Из данных, полученных экспериментальным путем, которые представлены в таблице 1, следует, что при повышении тока от 10 до 20 А температура разъема увеличивается в четыре раза! Погрешность прогноза — это среднее значение каждого из трех отклонений между измеренным и рассчитанным значением.

Ошибка предсказания, как можно видеть, невелика, что доказывает допустимость этого метода расчета на основании сравнительного подхода для оценки реального значения Δt .

5 Используемый в определении символ «≈» указывает на то, что значение коэффициента α хотя и незначительно, но все же зависит от качества материала.

Следовательно, если вам известно Δt соединителя при одном токе, то вы в тех же условиях среды и для того же соединителя можете оценить Δt и при другом токе. Однако имейте в виду, что эта оценка будет менее точной, если между двумя токами имеется существенная разница, например между токами 2 и 50 А.

ИСПЫТАНИЯ НА ДЕГРАДАЦИЮ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК

Причины снижения электрических характеристик и экспериментальные исследования

Испытание на снижение номинальных рабочих характеристик, называемое деградацией, выполняется при различных температурах, обычно изготовители продукта приводят его допустимые нагрузки в диапазоне температур от +20 °C до максимальной рабочей температуры, предусмотренной для конкретного продукта. Применительно к соединителям этот тип испытания предоставляет нам информацию об их максимально допустимом токе в различных тепловых режимах.

Продукция Würth Elektronik разработана таким образом, что металлические детали не теряют своей эффективности во всем диапазоне рабочих температур. Однако мы видим заметное изменение Δt с ростом температуры. Основная причина заключается в том, что электрические сопротивления металлов меняются в зависимости от температуры, что описывается в соответствии со следующей формулой:

$$R_t = R_0 \times (1 + \alpha \times (t - t_0)), \quad (5)$$

где R_t — сопротивление металлического проводника при температуре t , Ом; R_0 — сопротивление при температуре t_0 , Ом; α — температурный коэффициент сопротивления, К⁻¹; t — температура, °C (или К).

Температурный коэффициент α является материально зависимой константой. Для примера приведем материалы, широко используемые в качестве проводников, — медь (copper) и латунь (brass)⁵:

$$\alpha_{copper} \approx 4 \times 10^{-3} \text{ К}^{-1}; \quad \alpha_{brass} \approx 1,5 \times 10^{-3} \text{ К}^{-1}.$$

Очевидно, что общее контактное сопротивление представляет собой сумму различных параметров: сопротивление материала различных проводов, сопротивление контакта между проводом и зажимом, пайки и контакта между сопряженными клеммами. Чтобы дать представление об изменении сопротивления на соединителе, в качестве примера проведем оценку изменения суммарного сопротивления при использовании медных и латунных проводящих материалов при изменении температуры в пределах +20...+100 °C. Это можно оценить с помощью следующего расчета:

Таблица 1. Результаты испытаний превышения температуры Δt по сравнению с оценочным расчетом

Характеристики	Ток, А	Δt , внешней клеммы	Δt , средней клеммы	Δt , внешней клеммы	Погрешность прогноза, К
Измеренное Δt , К	5	1,3	1,6	0,9	0
Расчетное Δt , К		1,2	1,6	1	
Измеренное Δt , К	10	5,4	7	4,4	0,5
Расчетное Δt , К		4,8	6,5	3,9	
Измеренное Δt , К	15	11,5	15,4	9,5	0,7
Расчетное Δt , К		10,8	14,6	8,7	
Измеренное Δt , К	20	19,2	25,9	15,5	na
Измеренное Δt , К	25	29	38,8	22,9	-1,3
Расчетное Δt , К		30	40,5	24,2	
Измеренное Δt , К	30	41,8	55,9	32	-2,1
Расчетное Δt , К		43,2	58,3	34,9	

$$R_{100\text{ }^{\circ}\text{C}} = R_{20\text{ }^{\circ}\text{C}} \times \left(1 + \left(\frac{1,5+4}{2} \times 10^{-3} \text{ K}^{-1} \right) \times (100\text{ }^{\circ}\text{C} - 20\text{ }^{\circ}\text{C}) \right), \quad (6)$$

который дает значение сопротивления при температуре +100 °C как $R_{100\text{ }^{\circ}\text{C}} = 1,2 \times R_{20\text{ }^{\circ}\text{C}}$. Этот пример показывает, что в данных условиях разъем увеличит свое суммарное сопротивление примерно на 20%.

В таблице 2 приведены некоторые результаты измерений при различных температурах.

Надо помнить, что повышение температуры прямо пропорционально суммарному сопротивлению соединителя. Только когда мы принимаем это во внимание, оценка увеличения сопротивления и роста температуры является правильной.

Кривая зависимости силы тока от температуры

Ранее мы установили, что в соответствии с используемым стандартом UL рабочий ток должен быть выбран исходя из допустимого повышения температуры максимум на 30 K. Мы также видели, что электрическое сопротивление металлического контакта из-за повышения температуры окружающей среды естественно возрастает. Кроме того, мы знаем, что все продукты имеют диапазон рабочих температур и в том числе максимальную рабочую температуру, при которой они используются.

Теперь возникает вопрос: можно ли использовать продукт с максимальным рабочим током при максимально допустимой температуре? Ответ заключается в том, что мы должны отрегулировать ток таким образом, чтобы избежать чрезмерной температуры продукта, поскольку это сократит срок его службы. Согласно используемой в теории надежности теореме Аррениуса, повышение температуры на 10 °C увеличивает деградационные процессы и снижает срок службы компонента в два раза. Чтобы избежать сокращения срока службы соединителя, мы должны следовать кривым снижения тока. Они разработаны следующим образом:

- Рабочий ток допустим при минимальной рабочей температуре. Однако кривые снижения тока начинаются с 0 °C, чтобы избежать длинной плоской и неинформативной области графика.
- Для стандарта UL от t_{max} — 30 K и до максимальной рабочей температуры ток будет уменьшаться в соответствии с квадратом тока.
- Для стандарта VDE до максимальной рабочей температуры ток будет уменьшаться от t_{max} — 45 K.

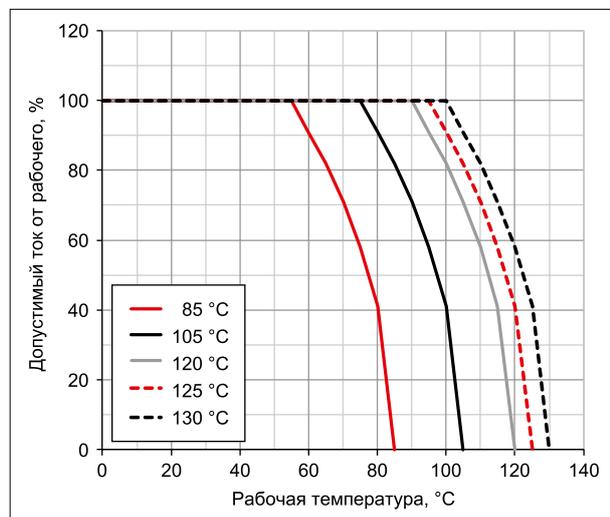


Рис. 3. Кривые снижения тока для разных рабочих температур согласно условиям стандарта UL

Таблица 2. Таблица результатов испытаний по снижению номинальных характеристик подключаемого клеммного блока

Температура окружающей среды, °C	Внутренняя температура соединителя, °C	Δt , K	Отклонение Δt от Δt при +23 °C, K	Отклонение Δt от Δt при +23 °C, %
23	38,9	15,9		
34,7	51,4	16,7	0,8	5
46,4	63,8	17,4	1,5	9
58,1	76	17,9	2	13
69,8	88,3	18,5	2,6	16
81,5	100,7	19,2	3,3	21
93,2	112,5	19,3	3,4	21
104,9	124,7	19,8	3,9	25

Для продукта с максимальной рабочей температурой, например +85 °C, мы могли бы оценить следующие кривые снижения номинальных характеристик, показанные на рис. 3 и 4 (красная линия).

Повышенное сопротивление принимается во внимание, потому что Würth Elektronik использует запас прочности в 20% по отношению к рабочему току, полученному во время испытания на снижение характеристик. Дополнительные линии — это кривые снижения номинальной мощности для разъемов компании в соответствии с указанной максимальной рабочей температурой. Они могут быть использованы для любого из продуктов серии eiCan компании Würth Elektronik.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Итак, если нам известно повышение температуры Δt_1 (в K) для разъема при токе I_1 (в A), то мы можем в аналогичных условиях с приемлемой точностью оценить повышение температуры Δt_2 при другом токе I_2 . В этом нам помогает уравнение (2). Повторим: эта формула предназначена для одного и того же разъема при одинаковых условиях окружающей среды.

Когда соединитель применяется вблизи максимально допустимой для него рабочей температуры, то рекомендуется использовать кривые снижения номинальных характеристик, приведенные в статье. Сказанное относится ко всем продуктам серии eiCan компании Würth Elektronik. Всю необходимую дополнительную информацию можно найти на сайте компании [1] и в онлайн-каталоге [2].

ЛИТЕРАТУРА

1. www.we-online.com
2. www.we-online.com/products

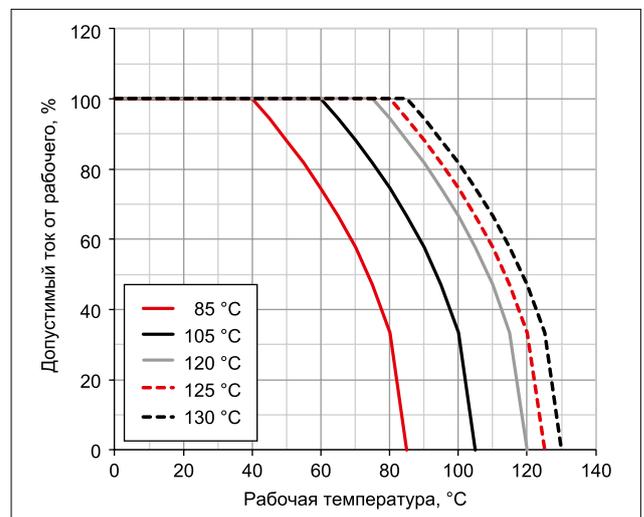


Рис. 4. Кривые снижения тока для разных рабочих температур согласно условиям стандарта VDE

ПРОБЛЕМЫ ТЕХНОЛОГИИ МОНТАЖА В ОТВЕРСТИЯ ОПЛАВЛЕНИЕМ



ДЖЕФФРИ ЛЮ (JEFFERY LIU)

Перевод: **ВЛАДИМИР РЕНТЮК** Rvk.modul@gmail.com

Интрузивная пайка, или технология сквозного оплавления, — это процесс, в котором компоненты, монтируемые в сквозные отверстия, припаиваются к печатной плате с использованием технологии оплавления. Положительный эффект от ее внедрения достигается тем, что штырьковый вывод внедряется в отпечаток пасты, нанесенной внутрь металлизированного отверстия. Это позволяет сэкономить время и затраты. Технология может предназначаться для монтажа электронных компонентов изделий широкого потребления, оборудования связи, в автомобилестроении, промышленности и т. д., но имеет особенности применения. Данная статья написана на основе авторского перевода [1] с рядом дополнений.

ВВЕДЕНИЕ

Интрузивная пайка, или технология сквозного оплавления (Through-Hole Reflow, THR), в стандартах и технической литературе известна как метод «паста в отверстиях» (в английском варианте Paste-In-Hole, или Pin-In-Paste). Этот метод более привычен для технологии монтажа на поверхность (Surface Mount Technology, SMT), но при выполнении ряда условий позволяет паять выводные электронные компоненты, в том числе и одновременно с компонентами технологии для поверхностного монтажа (Surface-Mountable Device, SMD), причем, что особенно важно, в один проход и с одинаковым профилем оплавления.

Это делает процесс пайки более экономичным не только по расходу основных и вспомогательных материалов, но и по прямым затратам времени, так как пайка волной или еще более дорогая 100%-ная ручная пайка здесь больше не требуются. Дело в том, что при всемирной любви к SMT-компонентам выводные элементы снова завоевывают популярность, что в первую очередь связано с требованиями по механической прочности для разъемов и модулей. Поэтому пайка в отверстия становится все более популярной не только у компаний EMS (Electronic Manufacturing Services)¹, но и у компаний с небольшими производственными объемами при выпуске узлов на печатных платах со смешанной технологией монтажа, особенно там, где выводными компонентами преимущественно выступают интерфейсные или

силовые разъемы [2]. Однако выводные электронные компоненты, которые планируются монтировать по технологии THR, должны отвечать ряду обязательных требований.

ОСОБЕННОСТИ И ПРЕИМУЩЕСТВА РАЗЪЕМОВ ДЛЯ ТЕХНОЛОГИИ THR

Основное требование к соединителям для монтажа в сквозное отверстие, как силовым, так и Ethernet, — выдер-

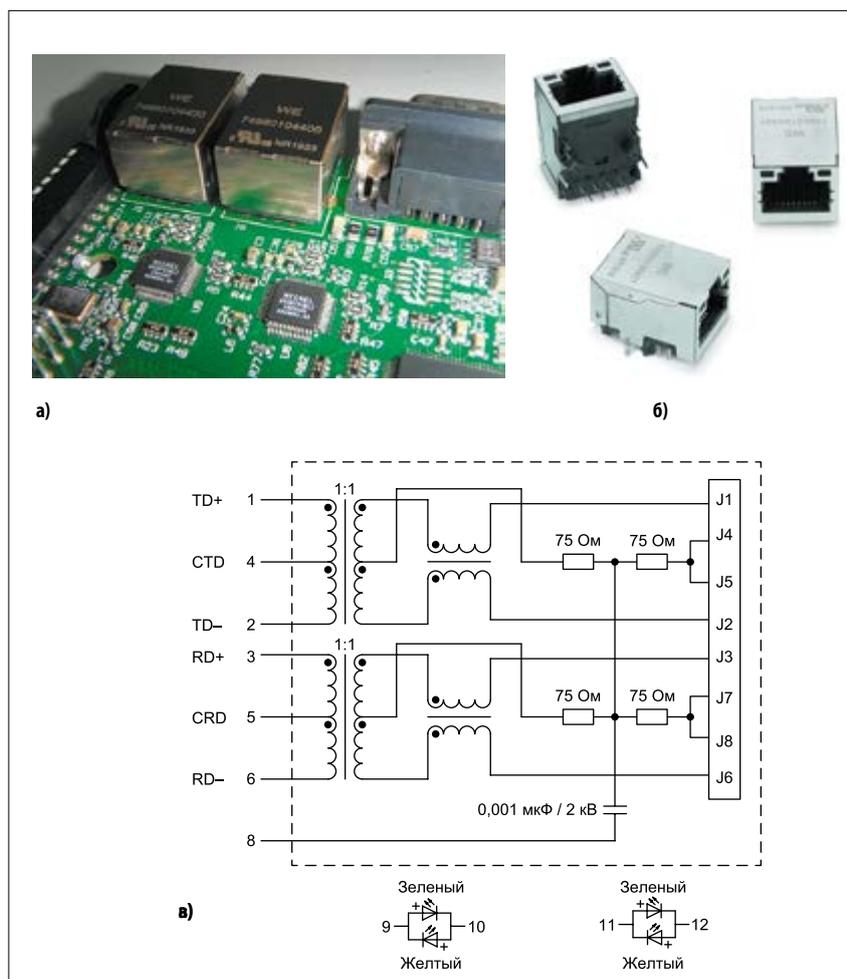


Рис. 1. Разъемы WE-RJ45 THR (исполнение 74980104400) компании Würth Elektronik:

а) демонстрационная плата с элементами под технологию THR;

б) внешний вид; **в)** схема электрическая принципиальная

¹ EMS, Electronic Manufacturing Services — услуги по производству электронных компонентов или производство отдельных компонентов для каких-либо электронных продуктов, как правило, включают полный цикл от проектирования и разработки прототипа до поставки готового компонента заказчику.



Рис. 2. Установка разъема RJ45 для технологии THR с конструктивно обеспеченным увеличенным зазором

живать высокие температуры во время пайки оплавлением. Это касается не только самого разъема, имеющего пластиковый корпус, но и, если речь идет об интерфейсных Ethernet-разъемах, встроенных в них компонентов, например светодиодов, где и сам кристалл (чип), и корпус с выводами весьма чувствительны к высоким температурам. Еще одним требованием к конструкции является обеспечение того, чтобы при оплавлении тепло могло достигать всех точек пайки с одинаковым температурным градиентом и с одинаковым итоговым результатом. Ну и последнее условие, которое необходимо учитывать, — это возможность установки компонентов (при автоматизированной сборке) с помощью оборудования для захвата и размещения. Производителям необходимо помнить, что обеспечить качество и долговременную надежность паяного соединения можно только

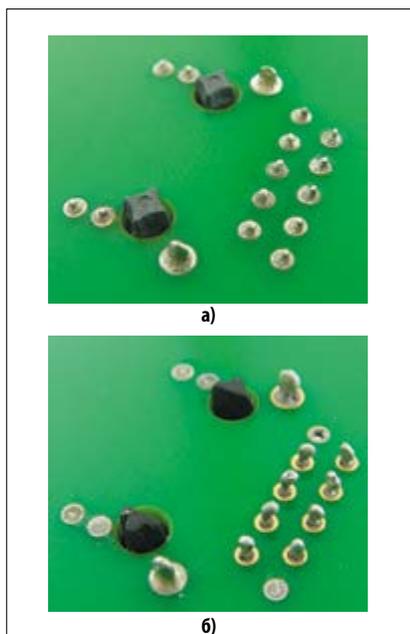


Рис. 3. а) Хороший результат качественной пайки с видимым мениском покрытия; б) результат некачественной пайки с шариками припоя на верхней части контактов из-за излишней длины контактов

при правильной организации процесса сборки.

В [2] были кратко рассмотрены особенности применения силовых разъемов группы Würth Elektronik eiSos под технологию THR. В этой статье на примере пайки специально разработанных компанией Würth Elektronik интерфейсных высокоскоростных Ethernet-разъемов WE-RJ45 THR (исполнение 74980104400) [3] (рис. 1) будет более детально разъяснено, какие требования предъявляются к компонентам и к конструкции печатной платы, а также рассмотрены аспекты технологии THR для групповой пайки. Основное внимание будет уделено вопросу о том, что необходимо улучшить или изменить для получения хороших результатов при использовании электронных компонентов, монтируемых в отверстия в рамках технологии THR.

Материал корпуса

В имеющихся в настоящее время разъемах, предназначенных для пайки в отверстия, для изготовления корпуса в основном используется пластик — нейлон или полибутилентерефталат (polybutylene terephthalate, PBT). Поскольку температура плавления этих материалов составляет соответственно +220 °С (нейлон) и +223 °С (PBT), то при пайке волной они могут выдерживать короткие периоды высокой температуры. Но в ходе пайки оплавлением при времени выдержки 20 с при температуре ликвидуса (температура начала жидкой фазы металла, то есть точка перехода припоя в жидкое состояние) +217 °С эти материалы могут не выдержать. Таким образом, для пайки оплавлением обычно выбирают элементы в корпусах из жидкокристаллических полимеров (Liquid Crystal Polymer, LCP), так как они имеют высокую температуру плавления +330 °С и, что не менее важно для групповой пайки, низкое поглощение влаги.

Зазор между корпусом и печатной платой

Для того чтобы создать лучший воздушный поток между разъемом и печатной платой, для компонентов с монтажом в отверстия предусматривается зазор между корпусом и печатной платой, который обеспечит достаточно места для нанесения припойной пасты. Нельзя забывать и том, что конструкция корпуса компонента должна обеспечивать возможность автоматической оптической проверки (Automatic Optical Inspection, AOI) паяного соединения и отсутствие его прямого контакта с припойной пастой во время процесса оплавления.

С учетом сказанного, обычно отступ от печатной платы для разъемов RJ45 составляет 0,5 мм. Однако для улучшения результатов пайки Würth Elektronik разработала выводные разъемы RJ45 под технологию THR с зазором в пределах 1,2–1,6 мм, как показано на рис. 2.

Длина выводов

Еще один не менее важный аспект рассматриваемых в качестве примера разъемов RJ45 для их ИК-пайки — длина выводов. Если контакты слишком длинные, расстояние между припойной пастой и печатной платой будет чрезмерно большим, что приведет к образованию шариков припоя на головке контактов и понизит качество пайки (рис. 3). Слишком короткие контакты начнут погружаться в печатную плату. Само паяное соединение будет выглядеть нормальным, но результаты пайки не будут соответствовать критериям IPC-A-610 (рис. 4).

Стандарт IPC-A-610D является самым распространенным документом среди производителей электроники во всем мире и содержит визуальные критерии качества проведения различных технологических операций для трех классов электронных изделий: бытовая электроника, промышленная электроника, спецтехника. А также предусматривает требования к бессвинцовым и традиционным оловянно-свинцовым паяным соединениям, ориентации компонентов, механическим устройствам для крепления, определяет визуальные критерии качества отмычки, маркировки, качества нанесения влагозащитных покрытий и требования к основанию печатных плат. Содержание стандарта на русском языке доступно по ссылке [4]. В Российской Федерации в этом направлении действует ГОСТ Р 56427-2015 [5].

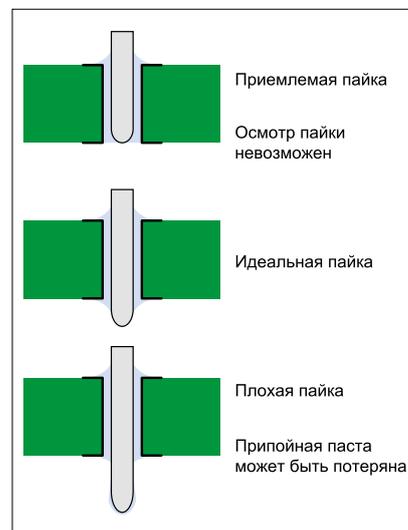


Рис. 4. Сравнение пайки электронного компонента с разной длиной выводов

В идеале, для того чтобы достичь хороших результатов пайки, выводы должны выступать из платы на 0,2–0,8 мм. Длина выводов разъема WE-RJ45 THR составляет 2,2 мм, что делает его для технологии THR совместимым с толщиной печатной платы 1,4–2 мм (рис. 5).

Выбор типа электронного компонента

Не все типы электронных компонентов, в том числе и взятые нами для примера разъемов RJ45, могут применяться для технологии THR, причем даже в случае, если в них используется должный материал, соблюден отступ от платы и имеется соответствующая длина выводов. Для некоторых существующих конструкций при соблюдении требований типового технологического процесса пайки обычно используемая температура не расплавит припойную пасту так, чтобы припой сформировал пайку в отверстиях под выводы. Исходя из опыта компании Würth Elektronik, паяные соединения, которые находятся на расстоянии более 1 мм от внешних краев разъема RJ45, не будут паяться должным образом, поскольку припойная паста полностью не оплавится под действием типовой температуры плавления.

КАК ИСПОЛЬЗОВАТЬ ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ДЛЯ ТЕХНОЛОГИИ THR

Процесс оплавления должен производить приемлемые сквозные паяные соединения, которые соответствуют стандарту IPC, а значит, и принятому в Российской Федерации ГОСТ Р МЭК 61192-3-2010 [6]. Пайки не должны иметь пустот, но образовывать галтельный переход (галтель припоя), рис. 6.

Что касается печатной платы, при ее проектировании самым тщательным образом должны быть продуманы следующие этапы:

- компоновка элементов на печатной плате;
- конструкция трафарета для нанесения припойной пасты;

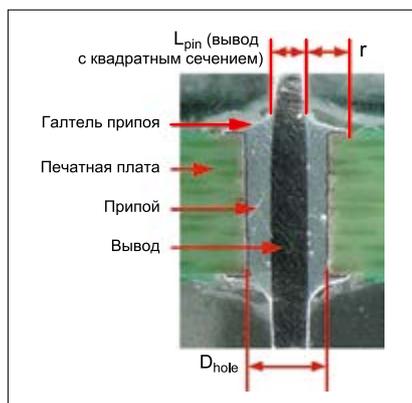


Рис. 6. Пример правильного паяного соединения для монтажа в отверстие

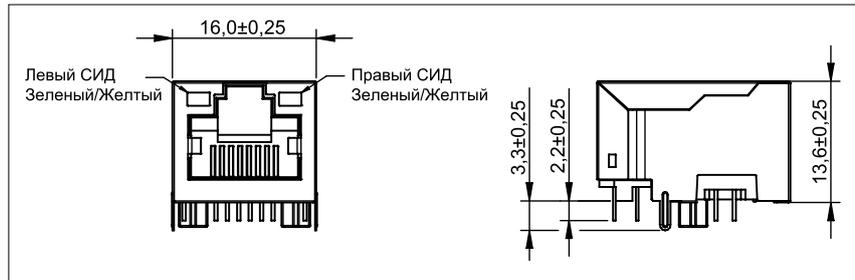


Рис. 5. Чертеж разъема WE-RJ45 THR (исполнение 74980104400) [3]. Размеры указаны в мм

- трафарет должен гарантировать, что на сквозное отверстие для достижения качества паяного соединения после оплавления будет нанесено соответствующее этому отверстию количество припойной пасты;
- процесс печати должен быть максимально оптимизирован;
- профиль оплавления должен быть совместим с компонентами поверхностного монтажа.

Компоновка печатной платы

Во-первых, должен быть определен и правильно выбран диаметр отверстия, причем он должен быть оценен с учетом покрытия. Если диаметр отверстия в печатной плате окажется слишком мал, будет крайне трудно установить компонент на печатную плату, а меньший объем припоя, что вполне естественно для небольшого отверстия, может привести к недостаточному качественному паяному соединению между выводом и печатной платой.

С другой стороны, слишком большое отверстие может вызвать меньшую устойчивость детали к обработке платы перед пайкой оплавлением. Кроме того, большие отверстия требуют больше припоя. В данном случае компания Würth Elektronik рекомендует выбирать диаметр отверстия так, как это показано на рис. 7. Основа выбора диаметра отверстия для печатной платы D_{hole} описывается формулой: $D_{hole} = D_{pin} + 0,3$ мм, где D_{pin} — наибольший размер вывода по сечению или диаметр.

Рекомендуемая схема расположения контактных площадок внесена во все спецификации компании на элементы, разработанные под технологию THR, как показано на рис. 8.

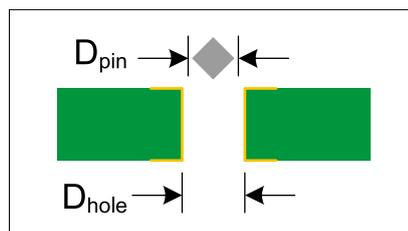


Рис. 7. Правило выбора отверстия для печатной платы

Расчет объема припойной пасты

Перед конструированием трафарета, для того чтобы определить апертуру окна и его толщину, необходимо рассчитать объем припойной пасты. При этом следует помнить, что приблизительно половину объема припоя составляет металл, а остальные 50% — флюс, который выделяется и выгорает во время процесса оплавления. Следовательно, чтобы получить достаточно припоя для контактных площадок и отверстий, нужно использовать двойное количество припойной пасты. Общий объем припойной пасты V_{paste} рассчитывается по объему отверстия V_{hole} минус объем вывода V_{pin} и сюда еще добавляется объем на галтель V_{fillet} для верхней и нижней стороны печатной платы (для сквозного отверстия их две).

Формула имеет вид:

$$V_{paste} = 2(V_{hole} - V_{pin} + 2V_{fillet}), \quad (1)$$

где

$$V_{hole} = \pi/4 \times D_{hole}^2 \times T, \quad (2)$$

$$V_{pin} = L_{pin} \times W_{pin} \times T, \quad (3)$$

$$V_{fillet} = 0,215 \times r^2 \times 2\pi \times (0,2234 \times r + 0,5W_{pin}). \quad (4)$$

Здесь D_{hole} — диаметр отверстия; L_{pin} — W_{pin} — стороны прямоугольного сечения

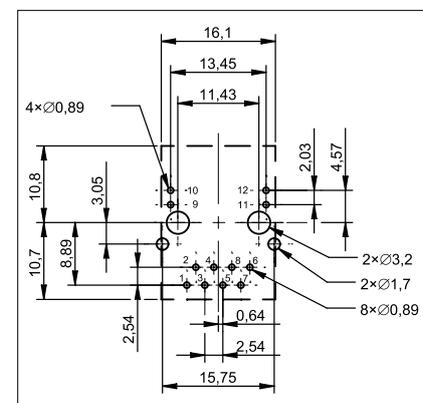


Рис. 8. Рекомендованная схема размещения и конфигурации отверстий из спецификации на разъем WE-RJ45 THR (исполнение 74980104400) [3].

Размеры указаны в мм

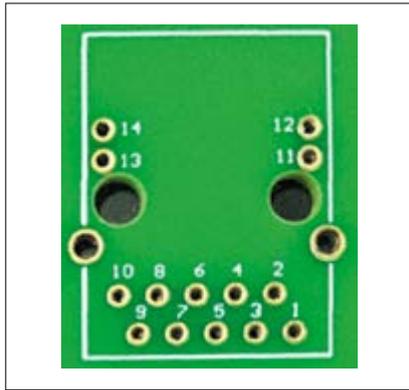


Рис. 9. Топология печатной платы для размещения разъема WE-RJ45 THR (исполнение 74980104400)

вывода (для вывода с круглым сечением заменяются диаметром вывода); T — толщина печатной платы; r — радиус галтели припоя.

В качестве практического примера проведем расчет объема припойной пасты для используемого в качестве иллюстрации разъема WE-RJ45 THR (исполнение 74980104400) [3].

Размеры вывода $L_{pin} \times W_{pin} = 0,4 \times 0,4$ мм.

Рекомендуемый изготовителем диаметр отверстия для печатной платы для выводов разъема WE-RJ45 THR — $\varnothing 0,89$ мм.

В качестве платы выбираем типовой стеклотекстолит марки FR-4 толщиной 1,6 мм.

Диаметр контактной площадки: 1,4 мм.

Чертеж разъема WE-RJ45 THR (исполнение 74980104400) приведен на рис. 5, а рекомендованная схема размещения и конфигурации отверстий — на рис. 8. Внешний вид печатной платы для размещения разъема WE-RJ45 THR (исполнение 74980104400) с контактными отверстиями и площадками показан на рис. 9.

Согласно уравнению (2) имеем:

$$V_{hole} = \pi/4 \times (0,89 \text{ мм})^2 \times 1,6 \text{ мм} = 0,9954 \text{ мм}^3.$$

Далее по формуле (3) и (4) получаем:

$$V_{pin} = 0,4 \times 0,4 \times 1,6 \text{ мм} = 0,256 \text{ мм}^3,$$

$$V_{fillet} = 0,215 \times [(1,4 - 0,89) \text{ мм}]^2 \times 2\pi \times [0,2234 \times (1,4 - 0,89) \text{ мм} + 0,5 \times 0,4 \text{ мм}] = 0,11 \text{ мм}^3.$$

И наконец, подставляя полученные объемы в формулу (1), получаем необходимый нам объем припойной пасты:

$$V_{paste} = 2(0,9954 \text{ мм}^3 - 0,256 \text{ мм}^3 + 2 \times 0,11 \text{ мм}^3) = 1,9188 \text{ мм}^3.$$

Разработка трафарета

Трафарет для нанесения припойной пасты на контактные площадки печат-

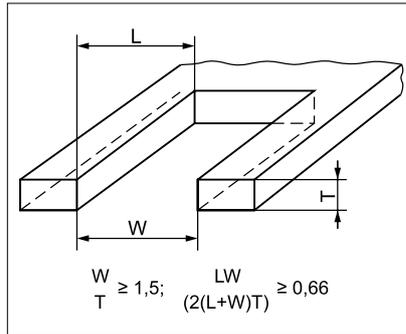


Рис. 10. Схема и соотношения для определения максимальной толщины трафарета: W — ширина минимальной апертуры трафарета, мм; L — длина минимальной апертуры трафарета, мм; T — толщина трафарета, мм

ной платы является важным элементом в процессе пайки сквозных отверстий методом оплавления. Задача трафарета заключается в том, что он должен доставлять должное количество припойной пасты в сквозное отверстие во время процесса ее нанесения. Соответственно, площадь апертуры трафарета определяется требуемым объемом пасты и припоя. Апертура может иметь форму прямоугольника, окружности или любую другую.

Требования к нанесению припойной пасты с применением трафаретов описаны, например, принятым в Российской Федерации стандартом [5]. Для определения максимальной толщины фольги трафарета должны быть учтены размеры минимальной апертуры трафарета и выдержаны следующие соотношения относительно ее размеров. Схема и соотношения для определения максимальной толщины трафарета приведены на рис. 10.

Согласно требованиям [5], отношение ширины максимальной апертуры трафарета к его толщине должно быть больше или равно 1,5. Самым важным фактором является получение достаточного количества пасты для пайки. Например, если толщина T трафарета составляет 0,15 мм, то площадь его апертуры $S_{aperture}$ в общем случае должна быть:

$$S_{aperture} = (V_{paste} - V_{hole}) / T. \quad (5)$$

Для рассматриваемого нами случая мы будем иметь:

$$S_{aperture} = (1,9188 \text{ мм}^3 - 0,9954 \text{ мм}^3) / 0,15 \text{ мм} = 6,15 \text{ мм}^2.$$

Здесь объем отверстия V_{hole} следует вычитать, поскольку он был заполнен после печати. Таким образом, мы можем спроектировать апертуру трафарета как $S_{aperture} = 2,2 \text{ мм} \times 2,8 \text{ мм} = 6,15 \text{ мм}^2$. Рекомендованная схема трафарета для толщины трафарета 0,15 мм указана во всех спецификациях на разъем WE-RJ-45 THR, как видно на рис. 11.

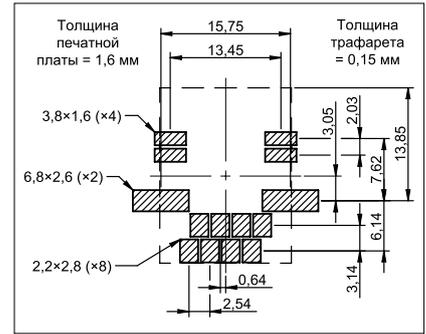


Рис. 11. Рекомендованное исполнение трафарета для нанесения припойной пасты для разъема WE-RJ-45 THR (исполнение 74980104400) согласно [3]. Размеры указаны в мм

Нанесение припойной пасты

Для описываемой технологии THR существуют разные способы нанесения припойной пасты на печатную плату. В отличие от обычного процесса с элементами для монтажа на поверхность, припойная паста должна не только наноситься на контактные площадки, но и заполнить отверстия для выводов. Для этого необходимо убедиться, что паста с припоем правильно вдавлена в отверстия. Это можно сделать с помощью одного или нескольких шагов:

- Двойное нанесение припойной пасты. На первом этапе припойная паста в полном объеме наносится с верхней стороны печатной платы. На втором этапе нанесения дополнительная припойная паста использоваться не будет. Вместо этого припойная паста при первой печати будет вдавлена глубже в отверстия.
- Печать с помощью разных трафаретов. Суть этого метода состоит в том, что вы используете два трафарета. Первый трафарет наносит пасту с припоем только для сквозных отверстий, не затрагивая контактные площадки вокруг них. Второй трафарет наносит припойную пасту на отверстия и контактные площадки. В отличие от двойного нанесения паста наносится на печатную плату на обоих этапах печати. Второй шаг также можно использовать для нанесения припойной пасты на площадки для других SMT-компонентов печатной платы. Однако для наших тестов с разъемами WE-RJ-45 THR мы этот метод не оценивали.
- Трафарет с выравненными углублениями. Еще одно интересное решение — применение ступенчатого трафарета. Первый слой трафарета предназначен для нанесения пасты с припоем на все SMT-компоненты. Второй ступенчатый слой трафарета используется на втором этапе исключительно для того, чтобы нане-



Рис. 12. Профиль плавления, используемый для элементов компании Würth Elektronik для технологии THR

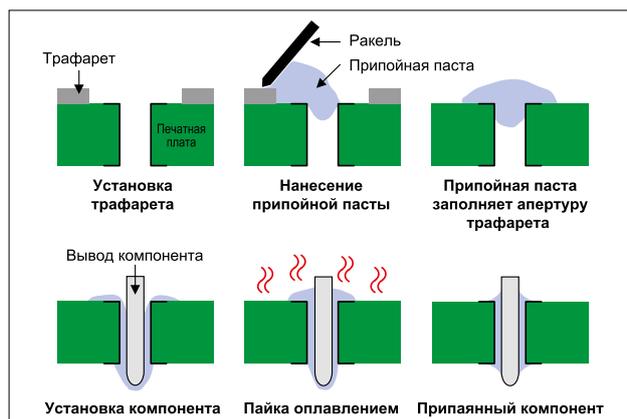


Рис. 13. Упрощенная схема технологического процесса THR с профилем плавления для верификации предлагаемой технологии

сти припойную пасту на отверстия, а также на их контактные площадки. На его нижней стороне он имеет выгравированные углубления, так что уже подготовленные площадки SMT-компонентов защищены от размывания.

Для рассматриваемых разъемов RJ45 для нанесения на отверстия мы рассчитали минимальную толщину слоя припойной пасты 0,15 мм. Однако если другие SMT-компоненты следует паять с толщиной пасты 0,1 мм (например, для экономии объема припойной пасты), то мы рекомендуем использовать ступенчатый трафарет. Для области, в которой припаян выводной компонент по технологии THR, толщина трафарета составляет 0,15 мм, для всех остальных областей он будет иметь толщину 0,1 мм.

Припойная паста

На рынке предлагаются самые разные виды припойной пасты, выбор класса которой должен осуществляться с учетом размера частиц припоя. Выбор размера частиц припойной пасты должен учитывать минимальный шаг используемых электронных компонентов и размер апертур в трафарете для нанесения припойной пасты. Ширина аперттуры трафарета, согласно [5], должна быть не меньше пяти диаметров частиц припоя («Классификация припойных паст в зависимости

от размера частиц припоя», таблица 5 [5]), кроме того, для изготовления с оплавлением через отверстие следует применять пасту с высокой вязкостью. Припойная паста с высокой вязкостью может легко вдавливаясь в отверстия во время процесса печати. Для тестов компания Würth Elektronik использовала пасту на основе стандартного бессвинцового припоя на основе олова, серебра и меди SAC — Sn96,5/Ag3/Cu0,5.

Профиль плавления

Компания Würth Elektronik предлагает профиль плавления на основе рекомендации стандарта IPC/JEDEC JSTD-020E [7]. Этот профиль показан на рис. 12, а в таблице представлены его параметры. Дополнительно на рис. 13 показана упрощенная схема технологического процесса, с которой была проведена верификация предлагаемой технологии.

Для проверки качества пайки компонентов по технологии THR в полном объеме может использоваться базовый стандарт IPC-A-610 или стандарты Российской Федерации [5, 6]. Испытания основаны на критериях приемлемости электрических компонентов для паяных соединений выводных компонентов. В контексте верификации предлагаемой технологии невидимые области пайки проверялись с помощью полированных срезов поперечного

сечения. Критериями оценки качества пайки, которые были взяты за основу, служили:

- наличие не менее 75% покрытия припоем с обеих сторон выводов (рис. 14);
- наличие не более 30% воздушных полостей (рис. 15);
- 100%-ное смачивание на поверхности отверстия и вывода компонента.

Результаты пайки разъемов WE-RJ45 THR и верификация технологии THR

Пилотная партия разъемов WE-RJ45 компании Würth Elektronik под технологию THR была установлена на тестовые печатные платы, визуально проверена согласно процедуре стандарта IPC-A-610E и принята на основании критериев приемлемости электрических выводных компонентов для паяных

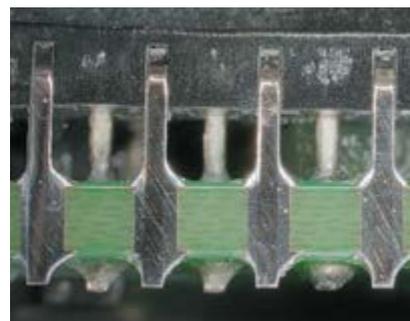


Рис. 14. Результат пайки (поперечное сечение)

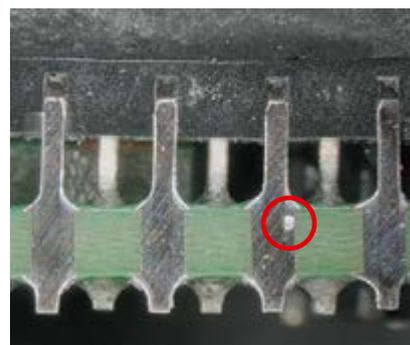


Рис. 15. Воздушная полость (поперечное сечение)

Таблица. Полные параметры профиля плавления под технологию THR

Параметр профиля	Обозначение	Числовой показатель
Минимальная температура предварительного нагрева	$T_{s\ min}$	+150 °C
Максимальная температура предварительного нагрева	$T_{s\ max}$	+200 °C
Время предварительного нагрева t_s от $T_{s\ min}$ до $T_{s\ max}$	t_s	60–120 с
Скорость повышения температуры на участке $T_L - T_p$		3 °C/c max
Температура ликвидуса	T_L	+217 °C
Время выдержки при температуре выше T_L	t_L	60–150 с
Максимальная температура пайки	T_p	В спецификации
Время выдержки в пределах –5 °C от заданной максимальной температуры	t_p	20–30 с
Скорость снижения температуры на участке $T_p - T_L$		6 °C/c max
Время достижения максимальной температуры от 25 °C		8 мин max
Число циклов плавления		2 цикла max

соединений через сквозные отверстия. Для пайки разъемов использовался профиль, показанный на рис. 12 с уточнением по таблице. Полученные результаты дают полную уверенность в жизнеспособности и продемонстрировали приемлемость рассмотренной в настоящей статье и предлагаемой компанией Würth Elektronik интрузивной технологии.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье, написанной на основании руководства по применению технологии сквозного оплавления [1] от компании Würth Elektronik, с дополнениями и пояснениями переводчика, рассмотрены критические вопросы, которые необходимо учитывать при использовании этого процесса пайки выводных компонентов, в том числе и на печатных платах смешанной технологии монтажа.

В статье проанализированы все аспекты проблемы применения технологии сквозного оплавления (Through-Hole Reflow) от компании Würth Elektronik, начиная с критериев выбора компонентов, особенностей конструирования печатной платы, трафарета для нанесения припойной пасты и заканчивая технологическим процессом пайки с выбором подходящего профиля для групповой пайки.

На основании приведенных результатов практической оценки качества пайки можно сделать вывод, что технология оплавления применительно к монтажу через сквозные отверстия не только жизнеспособна, но и очень полезна, так как она позволяет сэкономить время, основные и вспомогательные материалы и сократить затраты на оплату труда рабочих. Указанная технология не ограничивается приведенным примером и может использоваться для самого широкого спектра приложений, в том числе для монтажа электронных компонентов изделий широкого потребления, оборудования связи, а также в автомобилестроении, промышленности и т. д. В качестве дополнительных источников информации по поднятым в статье вопросам специалисты компании Würth Elektronik советуют обратиться к [8, 9].

ЛИТЕРАТУРА

1. Liu J. WE-RJ45 LAN for Through-Hole Reflow. Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG. www.we-online.com/web/en/electronic_components/produkte_pb/application_notes/anp078_we_rj45_lan_for_through_hole_reflow.php
2. Драйер Т. Силовые разъемы для автоматизированного производства // Компоненты и технологии. 2017. № 10.

3. WE-RJ45 LAN Through Hole Reflow. www.we-online.com/catalog/en/WE-LAN-RJ45_THR/

4. IPC A-610F RU. Критерии приемки электронных сборок. www.ipc.org/TOC/IPC-A-610F-Russian-toc.pdf

5. ГОСТ Р 56427-2015 «Пайка электронных модулей радиоэлектронных средств. Автоматизированный смешанный и поверхностный монтаж с применением бессвинцовой и традиционной технологий. Технические требования к выполнению технологических операций». www.docs.cntd.ru/document/1200121321

6. ГОСТ Р МЭК 61192-3-2010 «Печатные узлы. Требования к качеству. Часть 3. Монтаж в сквозные отверстия». www.docs.cntd.ru/document/1200083568

7. IPC/JEDEC J-STD-020E. Moisture/Reflow Sensitivity Classification for Nonhermetic Surface Mount Devices. December 2014.

8. Pin in Paste Application Note, Liffelfuse Inc. www.m.littelfuse.com/~media/electronics_technical/application_notes/fuses/littelfuse_pin_in_paste_application_note.pdf

9. Basics Connectors for SMT production Through — Hole Reflow. Phoenix Contact GmbH & Co. KG. www.phoenixcontact.com/assets/downloads_ed/global/web_dwl_promotion/52004352_EN_HQ_Connectors_for_SMT_Production_LoRes.pdf

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ РАССЕЯНИЯ В СМЕШАННОМ РЕЖИМЕ БЕЗ СИММЕТРИРУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА



ВЛАДИМИР РЕНТЮК, rvk.modul98@gmail.com

Увеличение скорости передачи данных и их объемов требует использования более совершенных помехоподавляющих элементов, которые не вносят изменения в тракт передачи, нарушая целостность сигналов. Чтобы выбрать такие компоненты, необходимы методики измерения, соответствующие новым реалиям. В этой статье, являющейся переводом официальной публикации [5] компании Würth Elektronik, предлагается решение данной задачи путем корректного выбора синфазных дросселей для высокоскоростных линий передачи данных.

ОСОБАЯ РОЛЬ ПАРАМЕТРА S_{DD21} В ТЕХНИКЕ ВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Увеличение объемов информации, а также соответствующее увеличение скорости обмена данными предъявляют строгие требования к качеству, или целостности сигнала, при которой обеспечивается его безошибочная передача. Возникающие на этом пути сложности особенно очевидны на примере уже довольно широко используемого интерфейса USB 3.0 (SuperSpeed), который работает со скоростью 5 Гбит/с. Если в приложениях с предыдущей версией USB 2.0, работающего со скоростью 480 Мбит/с, достаточно было использовать обычный синфазный дроссель, то теперь для подавления шума необходимы специальные высокочастотные компоненты. Как они отличаются друг от друга, показывает измерение параметра S_{DD21} , представляющего собой вносимые потери в дифференциальный сигнал (для простоты их называют дифференциальными потерями). Он характеризует изменения полученного дифференциального сигнала по амплитуде и по фазе после прохождения сигнала по каналу и отражает его способность качественно передавать дифференциальный сигнал.

S-параметры — это элементы т. н. матрицы рассеяния многополюсника, которые описывают величину мощности или напряжения, передаваемых с порта микросхемы на плату. Особенно важную роль они играют в высокочастотной технике, поскольку во многих случаях ток и напряжение нельзя четко определить. Однако при этом можно измерить пара-

метры волны, которая поступает в порт или отражается от него. Преимущество представления параметра с волновыми импедансами состоит в том, что оно позволяет предотвратить нежелательное преобразование импеданса на входах и выходах схемы.

Число S-параметров, необходимых для описания схемы, рассчитывается как квадрат числа портов. Например, фильтрующий элемент с двумя входами и двумя выходами (рис. 1), т. е. четырехполюсник, описывается шестнадцатью S-параметрами. Матрица рассеяния для четырехпортового фильтрующего элемента характеризует связь между отдельными входящими a_1, a_2, a_3, a_4 и отраженными волнами b_1, b_2, b_3, b_4 :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix}$$

Определение S-параметров в матрице зависит от характери-

стического импеданса Z_0 , величина которого для высокочастотной техники обычно выбирается равной 50 Ом. Анализаторы цепей измеряют S-параметры как функцию частоты и представляют их в виде безразмерных комплексных чисел, которые часто преобразуются в децибелы и градусы фазы. В принципе, параметры всех тестируемых устройств с более чем двумя портами можно измерить с помощью векторного анализатора цепей с двумя входами. Все входы, которые в определенный момент времени не используются для измерений, необходимо нагрузить импедансом 50 Ом. Чтобы определить все S-параметры в рассматриваемом случае с двумя входами, осуществляется $n(n-1)/2$ полных измерений. С одной стороны, этот метод очень трудоемкий и его нельзя автоматизировать из-за ручного подключения/переключения коаксиального измерительного соединения или путем измерения пиков на пластине. С другой стороны, на точность измерения влияют паразитные эффекты.

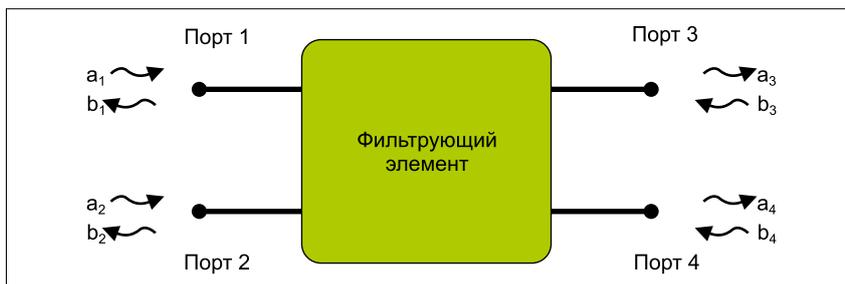


Рис. 1. Четырехпортовый фильтрующий элемент с входящими и исходящими направленными волнами

ФИЗИЧЕСКОЕ И МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ СИММЕТРИРУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА

Симметрирующее устройство, которое на инженерном жаргоне называется балуном (BALanced/UNbalanced), как правило, представляет собой трансформатор с согласованием импеданса, преобразующий электрический сигнал из симметричного в несимметричный, и наоборот. Это устройство позволяет увеличить количество физических входов анализатора сети с двух до четырех. В зависимости от конструкции балуна, обеспечивающего разность фаз между двумя выходами 0° или 180° , можно возбуждать порты тестируемого устройства в фазе и в противофазе. Однако у этого достаточно простого метода имеются два недостатка.

Во-первых, чтобы откалибровать измерительную систему, необходимо разработать и подготовить калибровочные стандартные приспособления (комплекты эталонных мер) для обоих режимов возбуждения. Вторым недостатком является амплитудно-частотная характеристика делителя мощности (сплиттера). Для синфазного возбуждения делитель мощности изготавливается из резисторов и, таким образом, имеет широкую полосу пропускания. Однако фазовый сдвиг 180° обеспечивается только в ограниченном частотном диапазоне из-за неидеальности резисторов, а измерение с помощью балуна может осуществляться только до частоты 1,2 или 1,5 ГГц.

Для получения характеристики многопортового устройства при возбуждении в фазе или противофазе требуется модальная измерительная система. Однако при ее использовании возникают проблемы с одновременным возбуждением нескольких портов. Измерительный сигнал между двумя измерительными входами должен поддерживаться во всем частотном диапазоне определяемого фазового сдвига. Для возбуждения синфазной волной требуется сдвиг фазы 0° , а для противофазной волны — 180° . Однако модального возбуждения можно избежать путем расчета соответствующей характеристики по связанным с портом S-параметрам [1].

ОСОБЕННОСТИ S-ПАРАМЕТРОВ СМЕШАННОГО РЕЖИМА

В отличие от узловых параметров, модальные S-параметры, или т. н. S-параметры смешанного режима, позволяют оценить параметры дифференциального отражения и передачи любого из четырех портов. Для этого два узловых порта объединяются в один дифференциальный (рис. 2). По сравнению с традиционными

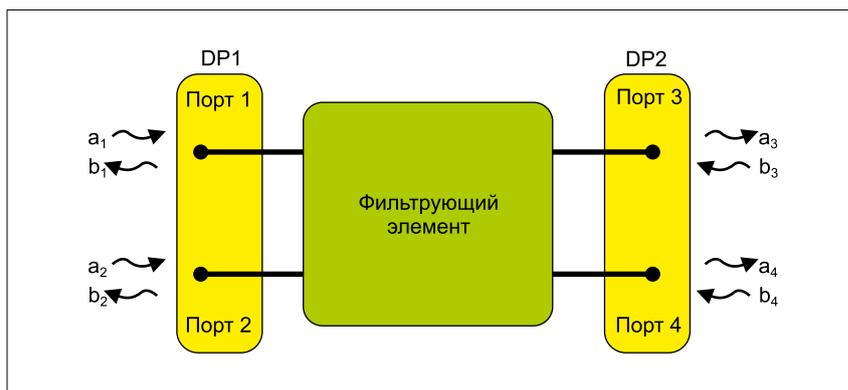


Рис. 2. Объединяя два узловых порта в один дифференциальный порт, можно измерить четырехпортовый фильтрующий элемент с помощью сетевого анализатора с двумя входами

измерениями с помощью балуна, преимущество измерения S-параметров смешанного режима заключается в том, что оно обеспечивает идеальную симметрию в широком частотном диапазоне до нескольких ГГц, что особенно эффективно в случае измерений в ВЧ-диапазоне. Эта методика позволяет также очень легко измерить S-параметры синфазного и дифференциального режимов, получив воспроизводимые результаты.

Матрицы для смешанного режима и S-параметры организованы аналогичным образом: столбцы представляют возбуждающие порты, строки — принимающие порты. В уравнении синфазные волны обозначаются аналогично матрице рассеяния индексом «С», волны дифференциального режима — индексом «d». Для анализа схем фильтра особенно значимыми являются параметры синфазной и несинфазной передачи — S_{cc21} и S_{dd21} , соответственно. Вносимую потерю дифференциального режима S_{dd21} особенно важно учитывать при измерении высокочастотных дифференциальных сигналов данных, поскольку она предоставляет информацию о том, присутствует ли связанный дифференциальный режим также в фазе на выходе. Матрица рассеяния в смешанном режиме для четырехпортового фильтрующего элемента выглядит следующим образом:

$$\begin{bmatrix} b_{d1} \\ b_{d2} \\ b_{c3} \\ b_{c4} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} S_{dd11} & S_{dd12} & S_{dc11} & S_{dc12} \\ S_{dd21} & S_{dd22} & S_{dc21} & S_{dc22} \\ S_{cd11} & S_{cd12} & S_{cc11} & S_{cc12} \\ S_{cd21} & S_{cd22} & S_{cc21} & S_{cc22} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} a_{d1} \\ a_{d2} \\ a_{c1} \\ a_{c2} \end{bmatrix}$$

где dd — дифференциальный режим работы; cc — синфазный режим работы; dc — синфазное возбуждение/дифференциальный отклик; cd — противофазное возбуждение/синфазный отклик.

Противофазные помехи распространяются в том же направлении, что и полезный сигнал. По этой причине

фазы двух сигналов должны быть синхронными в обоих проводниках дифференциальных импульсных линий. Кроме того, эти линии должны иметь одинаковые свойства в любой точке между отправителем и получателем и практически одинаковую электрическую длину. Если это не так, волны, отраженные в приемнике с разными фазовыми задержками сигналов в линиях 1 и 2, не достигают узла с разностью фаз 180° . Некоторые из сигналов дифференциального режима преобразуются в энергию синфазного режима, что вызывает паразитные помехи и дополнительные отражения. Как известно, разность фаз зависит от частоты. В высокочастотных линиях волновое сопротивление зависит еще и от размеров проводника. Если длина кабеля превышает длину волны, например в высокочастотном диапазоне, и соотношения импеданса в системе не согласованы, в линии возникают отражения. По этой причине пригодность линейного фильтра проверяется путем измерения S_{dd21} .

ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ УСТАНОВКА И РЕЗУЛЬТАТЫ

В эксперименте испытывались синфазные дроссели (или т. н. дроссели с компенсацией тока) серии WE-CNSW [2] компании Würth Elektronik, а также новые высокочастотные образцы синфазных дросселей серии WE-CNSW HF [3] (рис. 3) этой компании и компоненты ее конкурентов. Результаты исследований приведены на рис. 4 и представлены в таблице.

Для тестирования компоненты были установлены на середину тестовой платы. Каждый из них был подключен к внешним концам линий с помощью разъема SMA. Затем в два сигнальных тракта дросселя подавался дифференциальный сигнал. На частоте среза f_c , определенной по затуханию на уровне -3 дБ, подаваемый и отраженный дифференциальные сигналы больше не сдвинуты по фазе на 180° , или

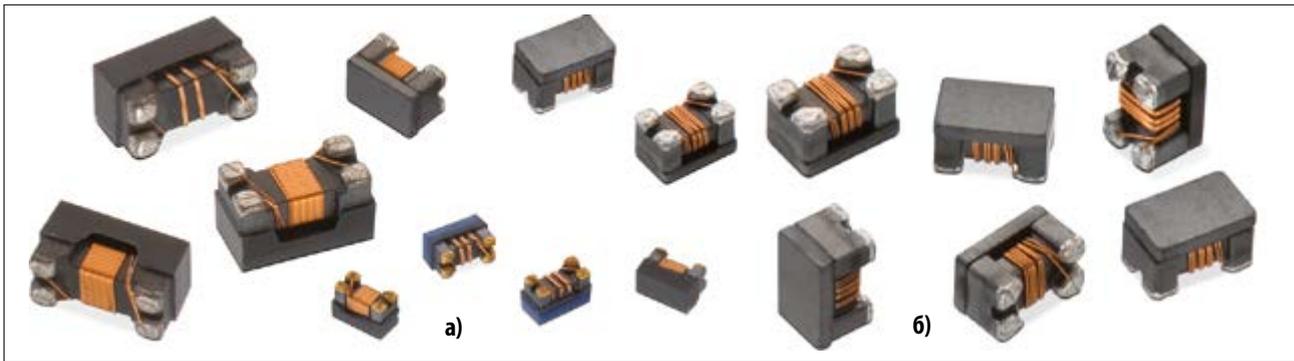


Рис. 3. Внешний вид синфазных дросселей серий: а) WE-CNSW; б) WE-CNSW HF компании Würth Elektronik

на полезный сигнал воздействуют паразитные помехи от сдвинутого по фазе сигнала и целостность первого из них существенно нарушена. Анализатор цепей рассчитывал вносимые потери S_{dd21} по узловым параметрам рассеяния.

Поскольку синфазные дроссели для синфазных сигналов обладают высоким импедансом, а для дифференциальных сигналов — гораздо меньшим импедансом, эти фильтрующие элементы обеспечивают синфазное подавление

дифференциальных систем передачи и, следовательно, повышают помехоустойчивость. Таким образом, обеспечивается соответствие стандартов по электромагнитной совместимости (ЭМС).

Таблица. Технические характеристики измеренных компонентов

Наименование, тип	Серия, исполнение	Частота среза f_c ($S_{dd21} = -3$ дБ), ГГц	Импеданс Z на частоте 100 МГц, Ом	Рабочее напряжение U_R (макс.), В	Сопротивление по пост. току R_{DC} мОм	Рабочий ток I_{Br} мА	Область применения
744233670	WE-CNSW 0805 HF	6,5	67	50	240	320	USB 3.0
Конкурент А	Типоразмер 0504	5,0	60	50	500	280	USB 3.0
744233900	WE-CNSW 0805 HF	4,5	90	50	300	280	HDMI
Конкурент Б	Типоразмер 0504	3,8	90	50	500	280	HDMI
744231061	WE-CNSW 0805	3,0	67	50	250	400	—
744231091	WE-CNSW 0805	1,7	90	50	300	370	USB 2.0

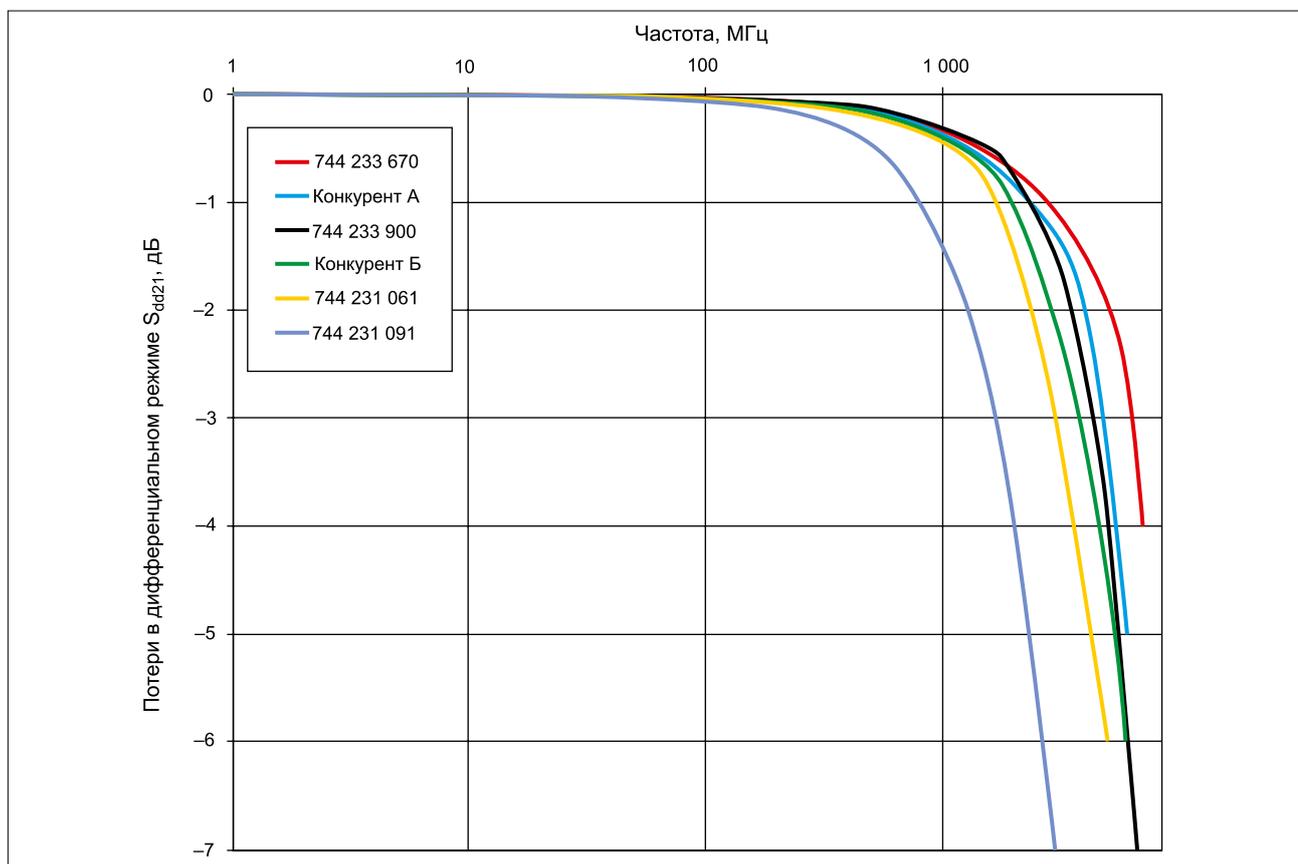


Рис. 4. Результаты измерения S_{dd21} . Частота среза при -3 дБ определяется как эталонная. Линейные фильтры из серии WE-CNSW HF достигают максимума на частоте 6,5 ГГц

Разницу с фильтрами, особенно для высокоскоростных линий передачи данных, например USB 3.0, лучше всего объяснить прямым сопоставлением линейного фильтра WE-CNSW HF

744233670 с синфазным импедансом 67 Ом на частоте 100 МГц и фильтра от конкурента А с синфазным импедансом 60 Ом, также измеренном на частоте 100 МГц. Хотя оба имеют

высокое затухание в синфазном режиме, частота среза ВЧ-модулей серии WE-CNSW примерно на 1 ГГц выше и приближается к 6,5 ГГц. Это значит, что с увеличением частоты влияние асимметрии на дифференциальные сигналы данных в синфазных ВЧ-дресселях компании Würth Elektronik меньше, чем при использовании схожих изделий ее конкурентов. Данное преимущество обусловлено использованием специального ферритового материала, а также больших зазоров между двумя обмотками. Поскольку все испытанные фильтры имеют одинаковую конструкцию и типоразмер 0805, большой зазор между обмотками позволяет уменьшить число витков в обмотках. Чем оно меньше, тем ниже импеданс, что, в свою очередь, смещает резонанс в сторону более высоких частот. Применительно к параметру s_{dd21} это значит: чем ниже синфазный импеданс, тем лучше свойства фильтра в дифференциальных высокоскоростных линиях передачи данных.

С БАЛУНОМ ИЛИ БЕЗ — ВОТ В ЧЕМ ВОПРОС

Что такое балун?

Название «балун» или в англ. терминологии «BALUN» — это сокращение от «BALanced/Un-balanced». В общем случае — это двунаправленное пассивное устройство, используемое для отправки/приема сигнала по витой паре или через некое устройство, например, фильтр. Для простоты понимания остановимся на витой паре. Как передатчик, балун преобразует «нормальный» сигнал с привязкой к общему проводу (условной земле) два сигнала, которые отличаются фазой. В итоге мы имеем в положительный и отрицательный (инвертированный) сигналы, то есть, преобразованные в дифференциальные, с половиной амплитудой и сдвинутые по фазе на 180°. Как приемник, балун выполняет обратную операцию — восстанавливает исходный сигнал с исходной амплитудой. В метрологии балуны используются для минимизации внешних помех при передаче данных (рис. 1).



Рис. 1. Передача сигнала с использованием балуна для обеспечения помехоустойчивости

Измерение с использованием балунов

При этой методологии измерения ближний и дальний концы кабеля соединены балунами. Отправитель и получатель являются частью двухпортового векторного анализатора электрических цепей (Vector Network Analyser, VNA). Векторный анализатор рассчитывает соотношение энергии, а именно — сколько введенной энергии достигает получателя и сколько возвращается отправителю (рис. 2).



Рис. 2. Схема измерения с использованием балуна

Измерение без балуна

Благодаря модальным алгоритмам декомпозиции и четырехпортовому векторному анализатору балуны могут быть удалены из состава автоматического испытательного оборудования. В этом случае каждый из четырех концов кабеля должен быть последовательно подключен к отправителю. При этом измеряются энергия, передаваемая трем другим концам, и отраженная энергия (рис. 3). Для расчета параметров используются шестнадцать полученных кривых.

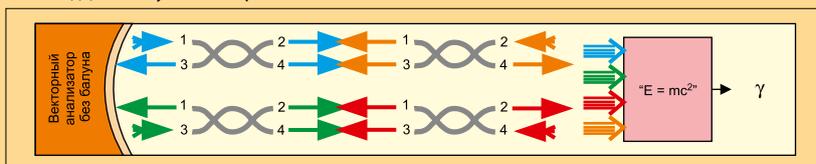


Рис. 3. Схема измерения без использования балуна

Какой метод выбрать

Оба метода имеют как преимущества, так и недостатки, ограничивающие их применение. Поэтому важно тщательно проанализировать предмет измерения, понять существующие ограничения и не тешить себя иллюзиями. В этом может помочь следующая таблица. Метод измерения без балуна является стандартизованным American National Standards Institute (Американский национальный институт стандартов) в соответствии с ANSI/TIA-1183: Measurement Methods and Test Fixtures for Balun-Less Measurements of Balanced Components and Systems.

	Измерение с балуном	Измерение без балуна
Скорость и простота измерения	Простая калибровка и подготовка, быстрые измерения	Более длительная калибровка и подготовка, быстрые измерения
Диапазон частот	Диапазон, ограниченный балансом, равен трем декадам (например: 1 МГц ... 1 ГГц)	Нет ограничений, доступен весь диапазон анализатора (например: 9 кГц ... 4 ГГц)
Экономические показатели	Требуются затраты на аксессуары	Более высокая экономическая эффективность
Нагрузочная способность	Высокая	Не высокая
Число измеряемых сигнальных пар	От четырех и выше (ограничено типом анализатора)	До четырех
Дополнительные преимущества	Измерение добавочных потерь (рассогласование импеданса)	Измерения в полном динамическом диапазоне

ВЫВОДЫ

Измерение параметра s_{dd21} показало, что фильтры, созданные на основе высокочастотных синфазных дросселей WE-CNSW, подходят для подавления синфазных помех на частотах до 6,5 ГГц и не влияют на дифференциальные сигналы передачи данных, т.е. обеспечивают целостность сигнала. Результаты измерений также показали, что стандартные синфазные фильтры не удовлетворяют этому требованию. Можно с уверенностью сделать вывод: целостность сигнала в линии связи через высокоскоростной интерфейс, например USB 3.0, гарантируется только специализированными высокочастотными компонентами [4].

ЛИТЕРАТУРА

1. Dipl.-Ing. Christof Ziegler, 4-gate network analysis and on-wafer measuring technology to determine modal scattering parameters up to 50 ГГц.
2. WE-CNSW SMT Common Mode Line Filter//katalog.we-online.de/en/pbs/WE-CNSW.
3. WE-CNSW HF SMT Common Mode Line Filter//katalog.we-online.de/en/pbs/WE-CNSW-HF.
4. Р. Шиллингер, Р. Блейки. Эффективная фильтрация и защита порта USB 3.1. Часть 1//Компоненты и технологии. 2019. № 8.
5. Balunless measurement of mixed-mode scattering parameters. ANP004. Würth Elektronik//www.we-online.com
6. WITH or WITHOUT BALUN — AESA Cortaillod//www.aesa-cortaillod.com/uploads/media/Flash_110701_E_LAN_Balun_Balunless.pdf

ЭФФЕКТИВНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ И ЗАЩИТА ПОРТА USB 3.1.



РОБЕРТ ШИЛЛИНГЕР (ROBERT SCHILLINGER), РИЧАРД БЛЕЙКИ (RICHARD BLAKEY)

Перевод и дополнения: **ВЛАДИМИР РЕНТЮК**

В статье описаны компоненты, необходимые для защиты устройств с портом USB 3.1, и проблемы ослабления ЭМП, которые, если они не будут решены вовремя, могут привести к сбою при испытаниях конечной аппаратуры на требования ЭМС. Общее решение для подтверждения эффективности предлагаемых компанией Würth Elektronik компонентов продемонстрировано на примере адаптера USB Type-C (Dongle).

АДАПТЕР USB TYPE-C

В современных условиях требуется, чтобы универсальная шина (USB) была меньше, тоньше и легче. Разъем USB Type-C был разработан параллельно со стандартом USB 3.1 (SuperSpeed+, USB 3.1 Gen 2) — обновленной версией USB 3.0 (теперь USB 3.1 Gen 1). Такой разъем содержит 24 контакта (рис. 1), которые включают четыре пары линий питания/заземления, две дифференциальные пары non-SuperSpeed+ (не SuperSpeed+) и четыре пары SuperSpeed+ (две используются для USB 3.1). Скорость передачи данных по интерфейсу USB Type-C достигает 10 Гбит/с при использовании одной пары линий SuperSpeed+ и двух линий

SuperSpeed и обеспечивает ток питания до 5 А (100 Вт). Чтобы поддерживать целостность сигнала на этих скоростях, емкость устройств ESD-защиты должна быть даже ниже, чем для USB 2.0, в то время как синфазные дроссели должны обеспечивать высокий импеданс дифференциальным помехам на более высоких частотах.

В соответствии с приведенным выше расположением контактов силовыми парами (передача питания) являются A₁/A₄, A₉/A₁₂, B₁/B₄ и B₉/B₁₂, пары SuperSpeed+ A₂/A₃/B₁₀/B₁₁ и A₁₀/A₁₁/B₂/B₃ и non-SuperSpeed+ A₆/A₇ и B₆/B₇. Все три функции можно рассматривать отдельно, а необходимую защиту и фильтрацию можно увидеть на рис. 2. Кроме того, контакты A₅/B₅ используются для

обнаружения соединения и настройки интерфейса. А контакты A₈/B₈ могут применяться для передачи аудио и тех или иных дополнительных функций, которые еще не определены.

Номинальный дифференциальный импеданс линий данных USB 3.1 составляет 90 Ом, что должно поддерживаться в дифференциальной микрополосковой линии адаптера. Импеданс Z₀ рассчитывается по стандартной формуле (1). Здесь для достижения согласования импеданса в дополнение к диэлектрической проницаемости печатной платы и ее толщины h нужно учитывать ширину микрополосковой линии w, толщину t и расстояние s между дифференциальными линиями передачи данных (2):

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1,41}} \ln \left[\frac{5,98h}{0,8w + t} \right], \quad (1)$$

$$Z_{diff} = 2Z_0 \left[1 - 0,48 e^{-0,96(s/h)} \right]. \quad (2)$$

Рассчитанные параметры микрополосковой линии были реализованы, как показано на рис. 3, а расположение его внутренних элементов представлено на рис. 4.

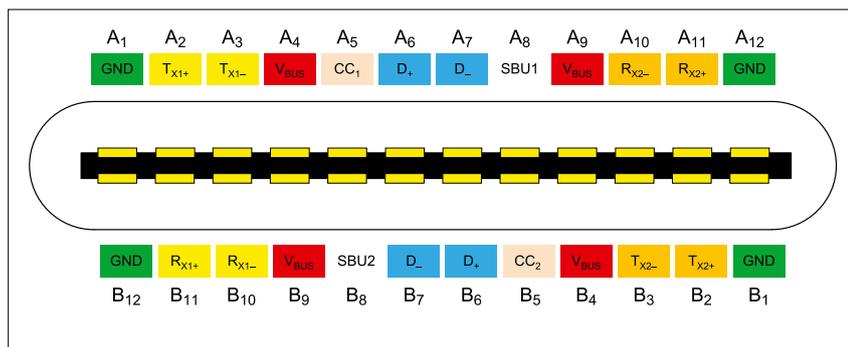


Рис. 1. Назначение контактов разъема USB Type-C

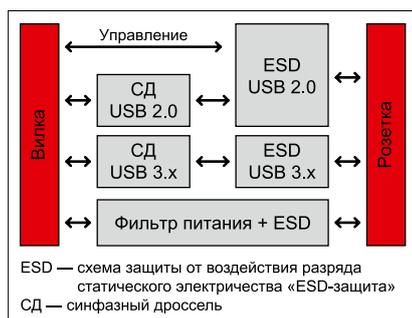


Рис. 2. Блок-схема адаптера USB Type-C

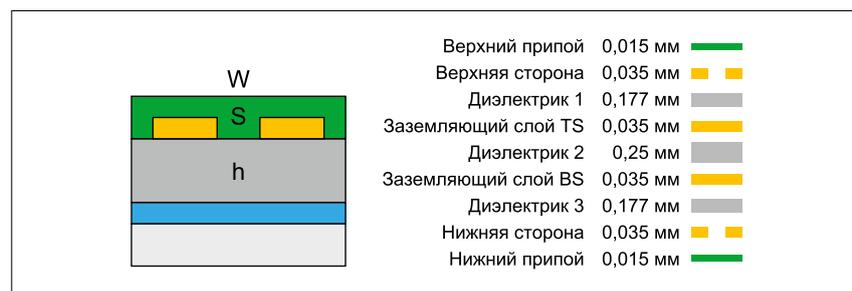


Рис. 3. Размеры трассировки и стек слоев печатной платы для достижения импеданса линии 90 Ом (w = 220 мкм, s = 150 мкм, h = 177 мкм)

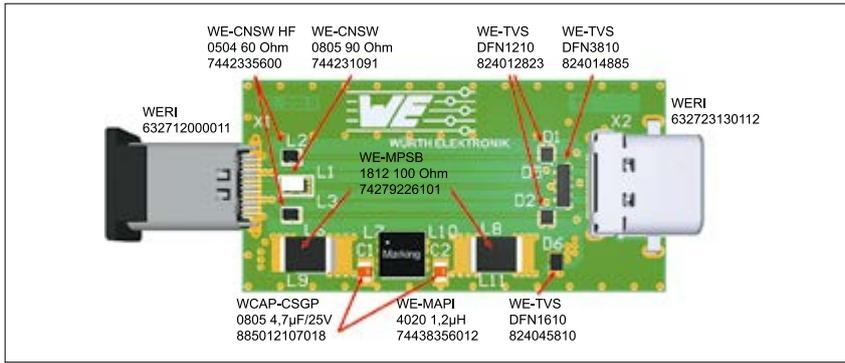


Рис. 4. Внутреннее расположение элементов адаптера USB Type-C

Линии передачи питания USB 3.1

Итак, шина питания разъема USB Type-C может обеспечить мощность до 100 Вт (20 В / 5 А) — разумеется, если кабель рассчитан на такую мощность. Однако большинство приложений не будет использовать столь высокую мощность. Следовательно, фильтр шины питания надо спроектировать так, чтобы выдерживать мощность, используемую конкретным приложением с соответствующим технологическим запасом.

Стандарт USB 3.1 устанавливает скорость передачи данных до 5 Гбит/с (Gen 1) и 10 Гбит/с (Gen 2). Чтобы ослабить воздействие высокочастотных помех от линии электропитания, можно использовать фильтр нижних частот с частотой среза, равной приблизительно 1/10 частоты Найквиста, соответствующей скорости передачи данных.

Применение для приложений, рассчитанных на мощность 100 Вт (20 В / 5 А)

Для приложений высокой мощности рекомендуется применять многослойный ферритовый помехоподавляющий элемент WE-MSPB (742 792 261 01) [10]. Он рассчитан на требуемые токи и имеет мак-

симальный импеданс в диапазоне частот приблизительно 100–1000 МГц, в котором при передаче данных по USB следует ожидать наивысший уровень помех. На частоте 750 МГц феррит действует как чисто омический резистор без реактивных составляющих. Выше этой резонансной частоты в его поведении доминирует емкостное сопротивление. В таблице 1 представлен обзор наиболее важных параметров, а кривая импеданса показана на рис. 5.

Кроме того, фильтр необходим для подавления любого дополнительного высокочастотного шума. Здесь с учетом соображений, изложенных ранее, выбран π -фильтр, так как он, учитывая, что генератор помехи и ее приемник в источнике питания имеют низкий импеданс, имеет высокие вносимые потери. Это приводит к оптимальному несоответствию и, следовательно, к максимальному подавлению. С помощью стандартной для таких цепей методики расчета был разработан фильтр, представленный на рис. 6. Фильтр для подавления всплесков напряжения по цепи питания дополнительно модифицирован введением в него TVS-диода. Перечень использованных для практической реализации

фильтра элементов приведен в таблице 2, а электрические характеристики использованного в нем конденсатора WCAP-CSGP (885 012 107 018) [11] показаны в таблице 3.

Применение для приложений, рассчитанных на мощность 60 Вт (20 В / 3 А)

Поскольку для питания 100 Вт необходим специальный кабель, в большинстве приложений будет использоваться мощность не выше 60 Вт, то есть максимальная номинальная мощность «нормального» кабеля. Следовательно, может не возникнуть насущной потребности реализовать фильтр, способный передавать мощность в 100 Вт. Следующий фильтр выполнен аналогично 100-Вт фильтру, но в нем применены компоненты с меньшим рейтингом по номинальному току, и, соответственно, он отличается более компактной конструкцией. Перечень элементов, использованных для практической реализации фильтра, рассчитанного на мощность в 60 Вт, приведен в таблице 4, результаты компьютерного моделирования ослабления фильтров линии передачи электропитания, рассчитанного на 60 и 100 Вт, отображены на графиках (рис. 7).

Линии USB 3.1 SuperSpeed+

Сердцем фильтра линий данных является синфазный дроссель WE-CNSW HF

Таблица 1. Электрические характеристики ферритового помехоподавляющего элемента WE-MPSB SMD (742 792 261 01)

Параметр	Условия определения	Значение	Погрешность
Z	100 МГц	100 Ом	±25%
Z _{max}	1100 МГц	160 Ом	Типовое
I _r	$\Delta T = 40$ К	8 А	Максимальное
R _{DC}		4,5 Ом	Максимальное

Таблица 2. Перечень элементов, использованных для практической реализации фильтра для приложений мощностью 100 Вт

Обозначение	Серия	Номер для заказа	Номинальное значение
L ₆ , L ₈	WE-MPSB 1812	742 792 261 01	100 Ом на 100 МГц
L ₇	WE-MAPI 4020	744 383 560 12	1,2 мкГн
C ₁ , C ₂	WCAP-CSGP 0805	885 012 107 018	4,7 мкФ/25 В
D ₆	WE-TVS	824 045 810	20 В

Таблица 3. Электрические характеристики конденсатора WCAP-CSGP (885 012 107 018)

Параметр	Условия определения	Значение	Погрешность
C	1 ± 0,2 В (с.к.з.); 1 кГц ± 10%	4,7 мкФ	±25%
U _R		25 В	Максимальное
D _F	1 ± 0,2 В (с.к.з.); 1 кГц ± 10%	≤ 10%	Типовое
R _{ISO}	Приложение напряжения U _R длительностью 120 с, максимальное	≥ 0,02 ГОм	

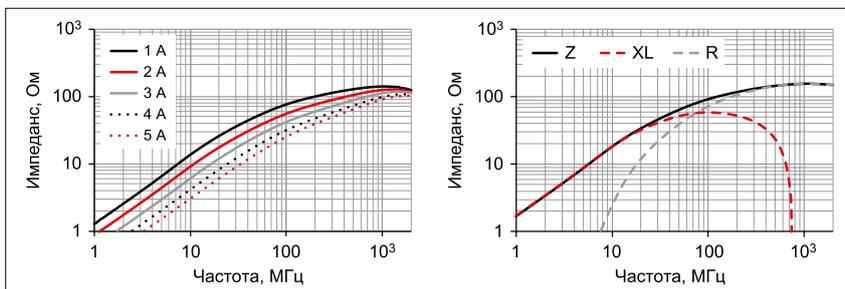


Рис. 5. Графики импеданса и влияние постоянного тока на импеданс помехоподавляющего ферритового элемента WE-MPSB SMD (742 792 261 01) [10]

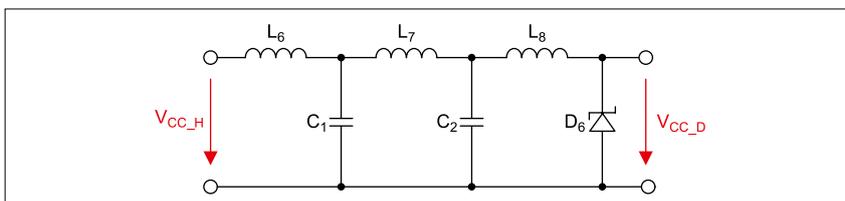


Рис. 6. Решение для π -фильтра для приложений мощностью 100 Вт с его реализацией путем использования помехоподавляющих ферритовых SMD-элементов и TVS-диода

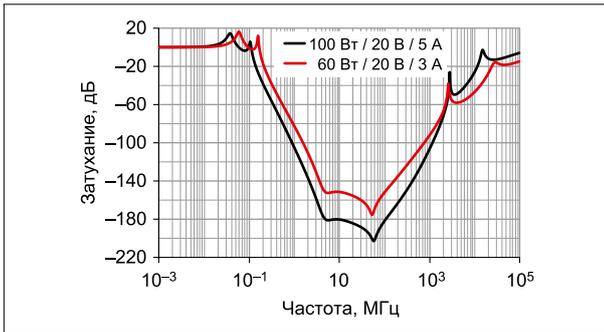


Рис. 7. Сравнение результатов компьютерного моделирования ослабления фильтров линии передачи электропитания, рассчитанного на 60 и 100 Вт

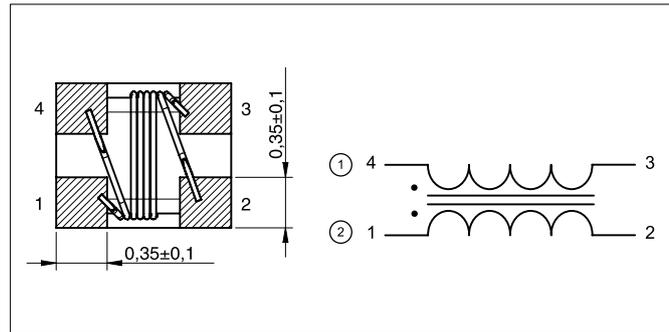


Рис. 8. Чертеж синфазного дросселя фильтра линии передачи данных семейства WE-CNSW HF (744 233 56 00)

(744 233 56 00) [12]. Благодаря специальной технологии намотки дроссель WE-CNSW HF обладает высокой степенью симметрии и низкой паразитной емкостью. Схема дросселя показана на рис. 8, а наиболее важные параметры приведены в таблице 5.

Кривая импеданса и вносимые потери дросселя в синфазном и дифференциальном режимах представлены на рис. 9. Синфазные помехи возникают в том случае, когда одни и те же наведенные помехи распространяются в одном и том же направлении в положительном и отрицательном каналах относительно «земли». Они всегда наблюдаются при емкостной или индуктивной связи в цепи или на дорожках печатного проводника. Следовательно, эта составляющая

импеданса должна быть максимально высокой. На частоте 100 МГц представленный нами синфазный дроссель имеет импеданс около 60 Ом. Импеданс дифференциального сигнала возникает из-за паразитной индуктивности конструкции дросселя («вина» здесь лежит на индуктивности рассеивания LS). Для минимизации вносимых дросселем потерь крайне важно, чтобы этот импеданс на частоте передачи данных был как можно меньше.

Включение емкости в фильтр образует фильтр нижних частот второго порядка. Здесь вместо конденсаторов, как правило, установлена диодная матрица. Интегральные диоды также имеют паразитную емкость, которая может эффективно использоваться. Кроме того, паразитная индуктивность

TVS-диодов в матрице очень низкая. Это необходимо для достижения максимально быстрой реакции на переходные процессы перенапряжения. Поэтому защитная диодная матрица серии WE-TVS SuperSpeed (824 012 823) [8] — практически идеальный конденсатор в сочетании с эффективной защитой от переходных процессов. Наиболее важные электрические характеристики и структура использованной в данном решении диодной TVS-матрицы представлены в таблице 6 и на рис. 10.

Разводка печатной платы

Печатная плата с компонентами и линиями (печатными проводниками) представляет систему с теми или иными внесенными емкостями и индуктивностями. Следовательно, компоновка должна быть разработана в соответствии с требованиями конкретного схемного решения. Из-за неправильной, скажем более корректно — неоптимальной, компоновки характеристики простого низкочастотного LC-фильтра могут значительно ухудшиться, и он не выполнит свою работу.

Таблица 4. Перечень элементов, использованных для практической реализации фильтра для приложений мощностью 60 Вт

Обозначение	Серия	Номер для заказа	Номинальное значение
L_6	WE-MPSB 1206	742 792 261 01	110 Ом на 100 МГц
L_7	WE-MAPI 3020	744 383 560 12	1,2 мкГн
L_8	WE-MPSB 1812	742 792 261 01	100 Ом
C_1, C_2	WCAP-CSGP 0805	885 012 107 018	4,7 мкФ/25 В
D_6	WE-TVS	824 045 810	20 В

Таблица 5. Электрические характеристики синфазного дросселя 744 233 56 00 семейства WE-CNSW H

Параметр	Условия определения	Значение	Погрешность
Z	100 МГц	60 Ом	±25%
U_R		20 В	Типовое
I_R	$\Delta T = 40$ К	600 мА	Максимальное
R_{DC}	$T = +20$ °С	220 мОм	Максимальное

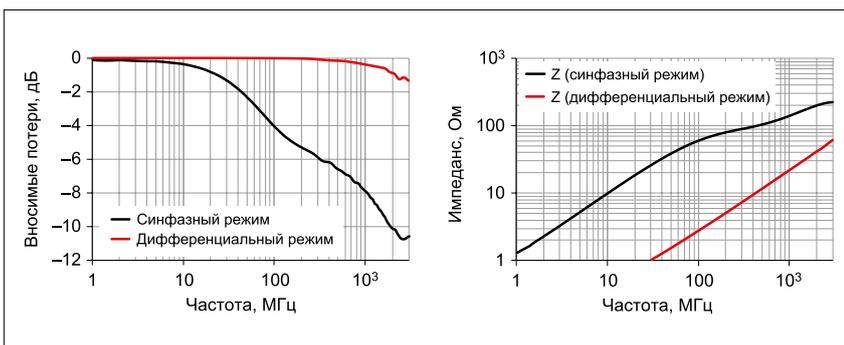


Рис. 9. Графики импеданса и вносимых потерь для синфазного дросселя WE-CNSW HF (744 233 56 00). Условия измерения генератора и нагрузка — 50 Ом

Таблица 6. Электрические характеристики TVS-матрицы 824 012 823 серии WE-TVS SuperSpeed

Параметр	Условия определения	Значение
C_{ch}	$V_{GND} = 0$ В; $V_{I/O} = 1,65$ В; $f = 1$ МГц; между I/O и GND	0,18 пФ (типовая) 0,27 пФ (макс.)
C_x	$V_{GND} = 0$ В; $V_{I/O} = 1,65$ В; $f = 1$ МГц; между I/O	0,04 пФ (типовая) 0,08 пФ (макс.)

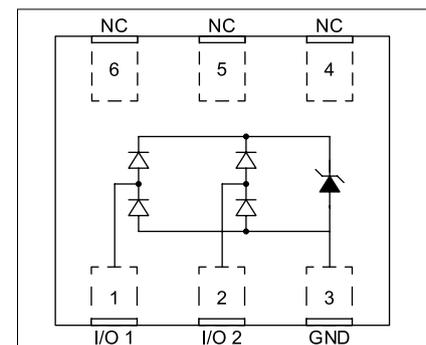


Рис. 10. Электрическая схема и структура диодной матрицы WE-TVS (824 012 823)

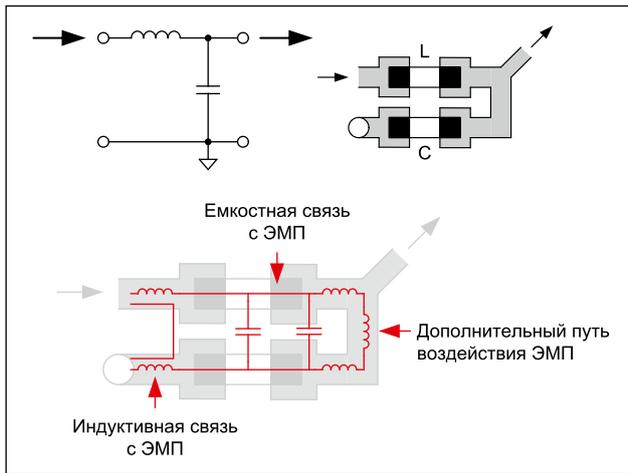


Рис. 11. Пример фильтра нижних частот с неблагоприятной компоновкой при воздействии высокочастотных помех

ту по подавлению ЭМП (рис. 11). Тут может возникнуть ситуация из серии «гладко было на бумаге, да забыли про овраги».

Существует ряд проблем с приведенным выше макетом — это именно те забытые «овраги», про которые мы говорили:

- Проводник подключения заземления к конденсатору слишком длинный, а 1 см дорожки печатной платы соответствует индуктивности 6–10 нГн.
- Подключение заземления должно проходить непосредственно к корпусу, так как точка заземления экранирования кабеля и точка заземления

фильтра должны иметь один и тот же потенциал на высокой частоте.

- Шлейф к конденсатору проходит между индуктивным элементом и конденсатором. Эта линия связи является дополнительной индуктивностью, включенной последовательно с конденсатором, и поскольку реактивное сопротивление индуктивности с увеличением частоты увеличивается, это делает конденсатор неэффективным.
- Вход и выход фильтра индуктивно связаны между собой, таким образом, фильтр с увеличением частоты оказывается закорочен.

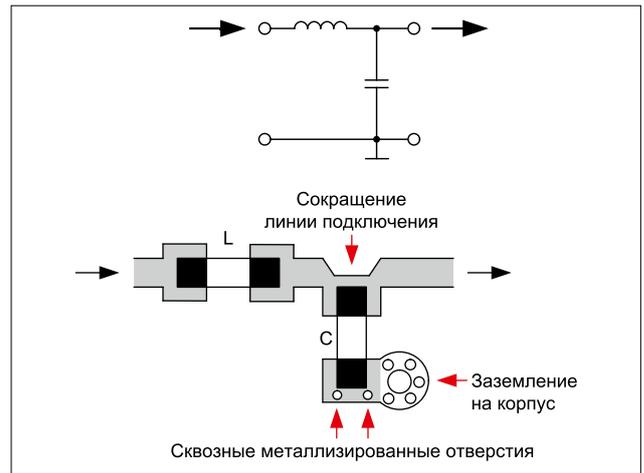


Рис. 12. Пример оптимального с точки зрения компоновки LC-фильтра нижних частот

- Компоненты имеют между собой емкостную связь, поскольку расположены параллельно. Причем эта связь увеличивается с увеличением частоты. Пример правильной компоновки фильтра нижних частот в условиях воздействия высокочастотных помех показан на рис. 12.

Почему эта компоновка лучше?

- Сокращение линий подключения предотвращает появление помех на конденсаторе. Конденсатор «лежит» как раз на пути прохождения сигнала.
- Ортогональное расположение компонентов предотвращает их взаимосвязь.
- Короткое заземление на конденсаторе, имеющее низкий импеданс благодаря двум сквозным контактам, обеспечивает идеальное заземление конденсатора по высокой частоте.

Результаты измерений

Измерительная аппаратура, предназначенная для проверки качества передачи сигнала, для начала подключалась напрямую с помощью кабеля длиной 1 м. Соответствующие глазковые диаграммы снимались на скорости 5 Гбит/с (стандарт USB 3.1 Gen 1). Полученные результаты послужили базой для последующих измерений с использованием адаптера Type-C. Для обновления сигнала в каждом USB-приемнике имеется эквалайзер, который отвечает за открытие глаза (рис. 13).

На рис. 14, 15 показаны дифференциальные импедансы Z_{diff} в представлении во временной области, которые соответствуют измерениям на левой стороне платы (вилка). Здесь можно наблюдать, как изменялся сигнал по мере добавления к печатной плате тех или иных компонентов. Первое измерение (рис. 14) было проведено с незаполненной печатной платой. Далее на рис. 15 показаны измерения адаптера с синфазным дросселем (фильтром), TVS-диодом матри-

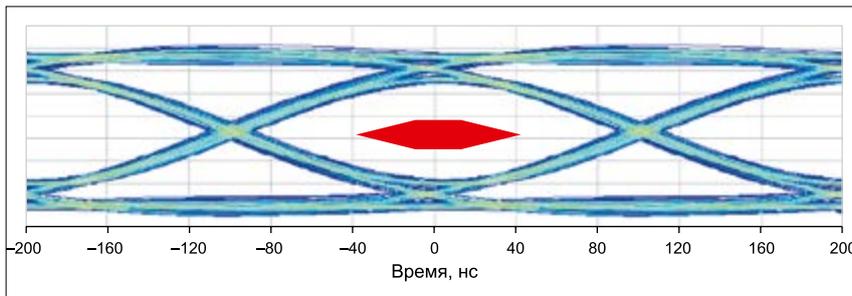


Рис. 13. Глазковая диаграмма адаптера с активированным USB-эквалайзером (при скорости передачи 10 Гбит/с)

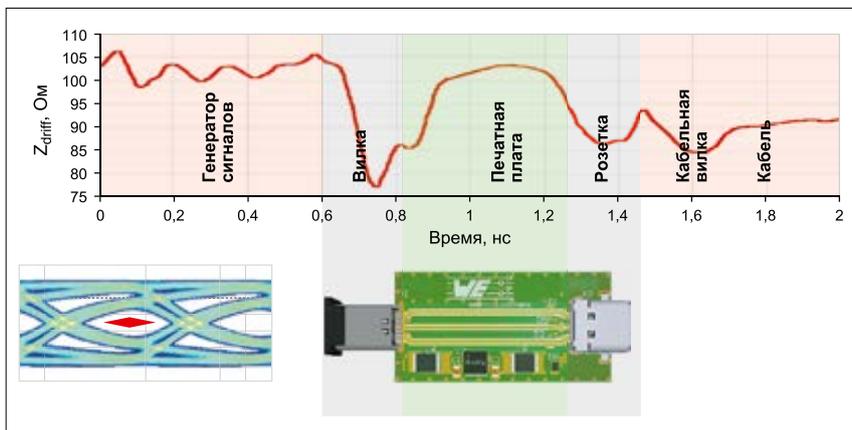


Рис. 14. Измерения во временной области и глазковая диаграмма адаптера USB Type-C без подключения дополнительных элементов защиты (исходная характеристика для сравнения)

цы, а также эффект, когда для защиты печатной платы применяется маска припоя, для чего основой служит адаптер со всеми компонентами с нанесенным резистом. Приемник, как уже было сказано, может открыть глазок с настройками эквалайзера USB на основе спецификации USB 3.1 r1.0.

Благодаря оптимизированным компонентам можно сразу достичь лучших результатов и, таким образом, увеличить диапазон скорости передачи, сохраняя целостность сигнала. Проверка глазков показывает, что ни TVS-матрица серии WE-TVS SuperSpeed [8], ни синфазный дроссель-фильтр для высокоскоростных линий семейства WE-CNSW HF [7], выполняющая свои защитные функции, не нарушают целостность сигнала интерфейса USB 3.1. Однако влияние резиста все же заметно. Причина, по всей видимости, кроется в изменении диэлектрической проницаемости, которая влияет на параметры микрополосковой линии, отсюда вывод: к выбору резиста необходимо подходить тщательно, а по возможности его не использовать.

КОМПЛЕКТ ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ИНТЕРФЕЙСОВ

Для облегчения проектирования интерфейсов компания Würth Elektronik выпустила специальный комплект — Interface Design Kit (744 999) [13]. Он содержит руководство по проектированию интерфейсов USB 2.0...USB 3.1, HDMI, CAN, Ethernet (100 и 1000 Base-T), интерфейсов VGA, DVI, RS232, RS485 и все необходимые компоненты. Это подавители бросков напряжения и разрядов статического электричества, синфазные SMD-дроссели, многослойные ферритовые SMD-элементы (chip bead), сетевые LAN-трансформаторы и соответствующие разъемы. Цветовая кодировка позволяет легко найти нужные детали для определенного применения. Надо просто следовать конкретному цвету приложения и выбирать подходящие элементы. Для каждого приложения есть простая блок-схема, которая показывает, как разместить различные компоненты, чтобы получить наилучший результат, и вы на практике убедитесь, что компания полностью отвечает своему слогану: "More than you expect" («Больше, чем вы ожидаете»). ☺

ЛИТЕРАТУРА

1. Рентюк В. Что нужно знать об испытаниях на выполнение требований по ЭМС для изделий коммерческого назначения // Компоненты и технологии. 2017. № 7.
2. Уайт К. Устранение проблем, выявленных в ходе испытаний изделия на выполнение требований по ЭМС // Компоненты и технологии. 2017. № 10.

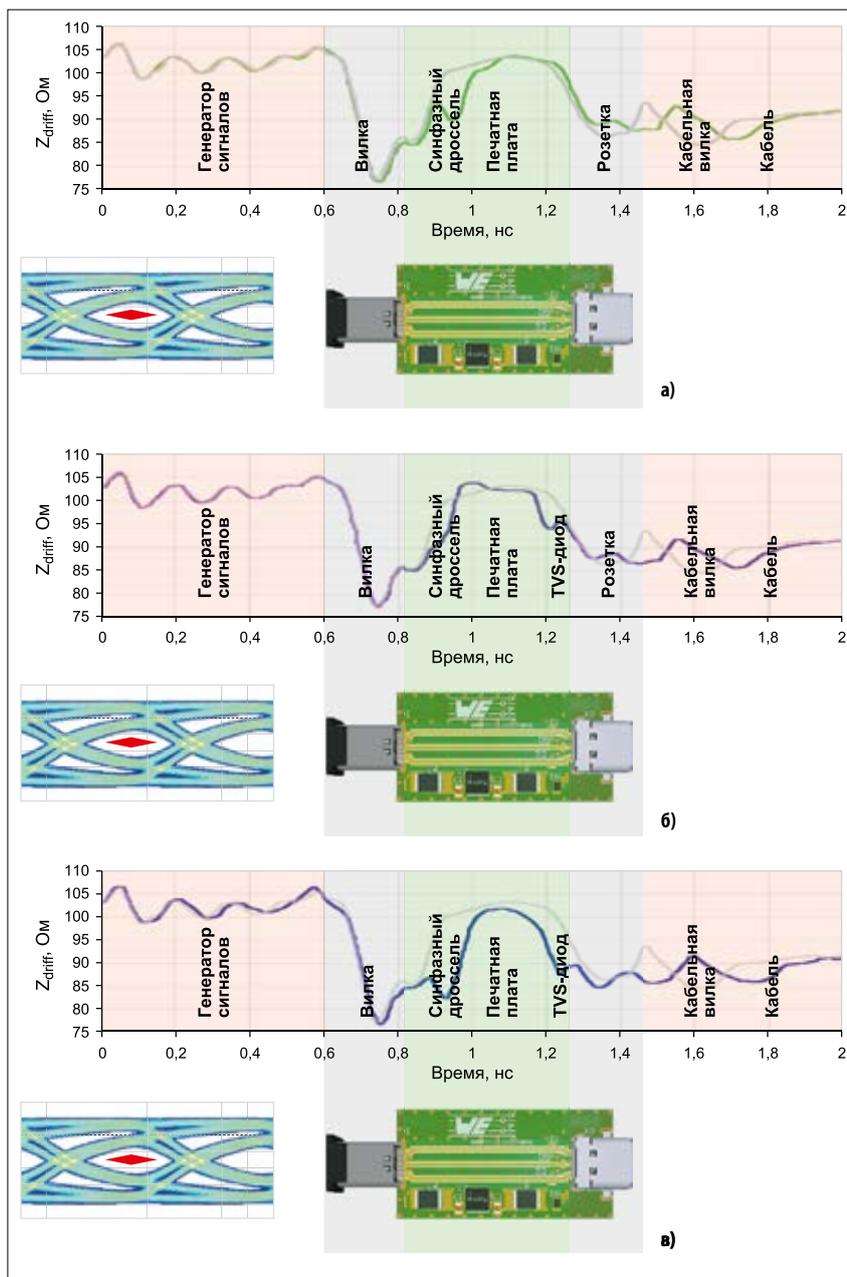


Рис. 15. Измерения во временной области и глазковая диаграмма адаптера USB Type-C: а) с синфазным дросселем (фильтром); б) с TVS-матрицей; в) в сборе с нанесенным защитным резистом

3. Рентюк В. Линии связи и проблемы электромагнитной совместимости на примере USB-интер-фейса // Компоненты и технологии. 2016. № 10.
4. Baier J. The Protection of USB 2.0 Applications. ANP002c, 2016-08-19, JB. www.we-online.com/web/en/electronic_components/produkte_pb/application_notes/robustes_design_von_usb_anwendungen.php
5. Zenkner H. The USB Interface from EMC Point of View. ANP024c, 2016-08-09, HeZe/JB. Würth Elektronik. www.we-online.com/web/en/electronic_components/produkte_pb/application_notes/usbeple.php
6. WE-CNSW SMT Common Mode Line Filter. www.katalog.we-online.de/en/pbs/WE-CNSW

7. WE-CNSW HF SMT Common Mode Line Filter. www.katalog.we-online.de/en/pbs/WE-CNSW-HF
8. WE-TVS TVS Diode — Super Speed Series. www.katalog.we-online.de/en/pbs/WE-TVS-SS
9. WE-TVS TVS Diode — High Speed Series. www.katalog.we-online.de/en/pbs/WE-TVS-HS
10. WE-MPSB EMI Multilayer Power Suppression Bead. www.katalog.we-online.de/en/pbs/WE-MPSB
11. WCAP-CSGP MLCCs 0805. www.katalog.we-online.de/en/pbs/WCAP-CSGP-0805
12. WE-CNSW HF SMT Common Mode Line Filter. www.katalog.we-online.de/en/pbs/WE-CNSW-HF
13. Design Kit Interface, Order Code: 744999. www.katalog.we-online.de/en/pbs/DESIGNKIT_744999

ПЛАТА АДАПТЕРА ДЛЯ ФИЛЬТРАЦИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ НА ИНТЕРФЕЙСЕ RS-485



РОБЕРТ ХАРТУНГ (ROBERT HARTUNG), Würth Elektronik

В статье подробно рассматривается процесс разработки адаптера со схемой фильтра для подключения к интерфейсу RS-485. Адаптер позволяет быстро проверить влияние фильтра на тестируемую систему. Этот фильтр ослабляет сигналы с частотами, не соответствующие требованиям стандарта передачи, а также обеспечивает защиту от перенапряжений в сигнальных линиях.

ВВЕДЕНИЕ

В результате постоянно растущего числа приложений, основанных на сетевой коммуникации с помощью сигнальных линий, все более важным становится обеспечение безотказной работы, а также безопасности электрических систем и устройств. За счет фильтрации излучаемых помех непосредственно на интерфейсе предотвращается проникновение в систему электростатических разрядов (ESD) и всплесков напряжения в быстрых переходных процессах, которые негативно влияют на рабочие характеристики. Для проверки электромагнитной совместимости (ЭМС) электрических систем в аккредитованных испытательных лабораториях проводятся специальные тесты. Если они не пройдены, то заявку на тестирование придется подавать заново.

Чтобы упростить этот процесс, был разработан адаптер, позволяющий проверить влияние фильтра на тестируемую систему. После прохождения испытаний с внедренным фильтром схему можно реализовать непосредственно на платах устройства.

В этой статье описывается проектирование такого фильтра в соответствии с требованиями стандарта передачи сигналов RS-485. Поскольку для интерфейса RS485 можно использовать любой разъем, были выбраны 9-контактные разъемы D-SUB. Их назначение определено протоколом PROFIBUS и указано в таблице 1, благодаря чему их можно применять в электронных устройствах самого широкого спектра.

Прежде чем приступить к выбору компонентов для фильтра, следует определить ожидаемый эффект. Выбранный интерфейс RS-485 требует высокого уровня защиты от синфазных помех во всем диапазоне частот. Кроме того, все сигналы с частотами, не соответствующими стандарту передачи, должны быть ослаблены. Необходимо также обеспечить защиту от перенапряжений в линиях передачи сигналов. Линии питания также не должны содержать помехи.

ВЫБОР КОМПОНЕНТОВ

Сначала выбираются и определяются размеры компонентов, необходимых для обеспечения требуемой фильтрации. Далее выполняются расчеты фильтра и его моделирование. Такой полезный онлайн-инструмент как REDEXPERT от Würth Elektronik позволяет сравнить характеристические данные и реальные измеренные значения отдельных компонентов друг с другом и выбрать из них наиболее подходящий. Заметим, что к фильтрам для линии передачи сигналов и линии питающего напряжения предъявляются разные требования.

Таблица 1. Назначение контактов

Номер контакта	Назначение
3	Линия передачи сигналов B
5	Земля
6	Линия питания
9	Линия передачи сигналов A
Заземление корпуса	Земля

Схема фильтра для линий передачи сигналов

Сначала выбирается синфазный дроссель: определяется частота, на которой линия может работать как антенна и, следовательно, вызывать синфазные помехи. Предельной частотой является та, на которой длина линии равна четверти длины волны λ . При превышении этой длины линия больше не может считаться короткозамкнутым контуром без потерь, поскольку паразитными эффектами уже нельзя пренебречь. В рассматриваемом случае учитывается максимально возможная длина кабеля для приложений RS-485, которая составляет 1,2 км. Уравнение (1) позволяет получить значение 4,8 км для длины волны λ . Частоту среза $f_{\lambda/4}$ в первом приближении можно найти с помощью уравнения (2) с учетом скорости света в вакууме, которая может варьироваться в зависимости от используемой линии передачи.

$$1,2 \text{ км} = \frac{\lambda}{4}; \quad (1)$$

$$f_{\lambda/4} = \frac{c}{\lambda} = \frac{300000 \text{ км/с}}{4,8 \text{ км}} = 62,5 \text{ кГц}. \quad (2)$$

Поскольку эта частота растет с уменьшением длины кабеля, необходимо, чтобы затухание синфазного дросселя имело влияние уже на 62,5 кГц и росло на более высоких частотах. Таким образом, был выбран компонент WE-SL2 744222, который показан на рисунке 1.

На рисунке 2 иллюстрируются вносимые потери компонента в синфазном режиме. Видно, что компонент уже имеет



Рис. 1. Внешний вид компонентов WE SL2 744222

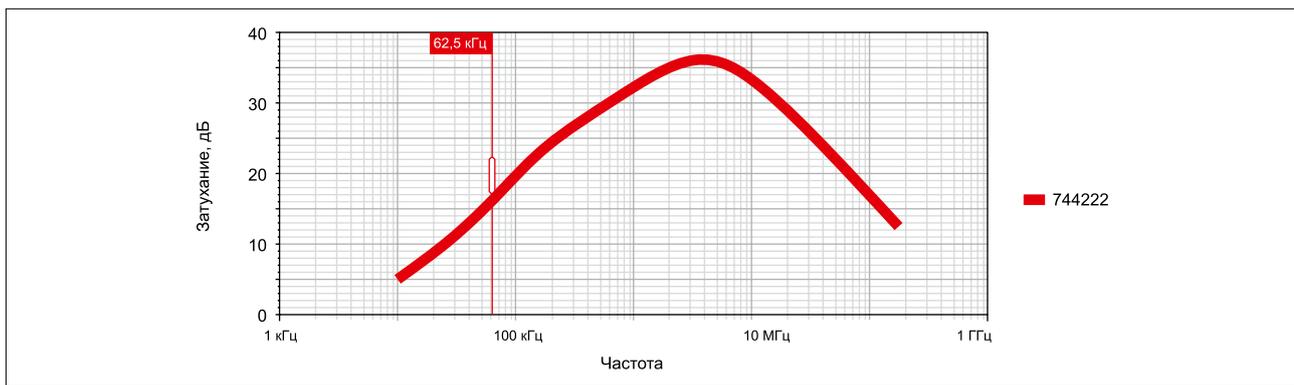


Рис. 2. Вносимые потери WE-SL2 744222 в синфазном режиме

большое затухание примерно на уровне 16,5 дБ на частоте $f_{\lambda/4} = 62,5$ кГц.

Затем выбираются компоненты для защиты от перенапряжения и статических зарядов. Важным параметром в данном случае является величина приложенного напряжения. Поскольку необходимо защитить линии передачи сигналов, выбирается ограничитель электростатического разряда (ЭСР), или супрессор с номинальным напряжением 5 В. В каталоге Würth Elektronik имеются подавители электростатического разряда WE-VE 823 570 505 60, специально предназначенные для интерфейса RS-485.

Другой существенной частью схемы фильтра является емкость величиной 56 пФ, которая вносит свой вклад в общую емкость схемы. Можно считать, мы подготовили фильтр к работе с синфазными помехами и перенапряжением. Однако необходимо также предусмотреть защиту от помех в дифференциальном режиме.

Наконец, следует подобрать конденсаторы для защиты линии передачи сигналов. Поскольку все другие компоненты уже выбраны, общую емкость, которая обеспечит требуемое затухание от помех в дифференциальном режиме, можно рассчитать с помощью передаточной функции. С этой целью мы рассмотрим общую эквивалентную схему для дифференциального режима. Она состоит из согласующих резисторов в начале и конце линии, индуктивности и емкости (см. рис. 3).

Из этой схемы выводится следующее уравнение (3) для передаточной функции.

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{(X_{C1} \parallel R_2)}{R_1 + X_{L1} + (X_{C1} \parallel R_2)}, \quad (3)$$

где X_{L1} – реактивное сопротивление катушки индуктивности L_1 , а X_{C1} – реактивное сопротивление конденсатора C_1 . Согласно стандарту RS-485, максимальная скорость передачи составляет 12 Мбит/с. Поскольку при передаче в RS-485 используется кодирование NRZ (без возврата к нулю), частота передачи f_{MAX} рассчитывается следующим образом (4):

$$f_{\text{MAX}} = \frac{\text{макс. скорость передачи}}{2} = \frac{12 \text{ Мбит/с}}{2} = 6 \text{ МГц}. \quad (4)$$

Поскольку все сигналы до этой частоты должны передаваться беспрепятственно, для обеспечения определенного запаса указывается заданное ослабление –3 дБ на частоте среза $f_{\text{cut-off}} = 15$ МГц. В силу того, что схема построена как делитель напряжения, в это значение требуется включить базовое затухание –6 дБ. Общее затухание составляет –9 дБ, что, в свою очередь, соответствует суммарному коэффициенту передачи по напряжению около 0,35. Эта величина

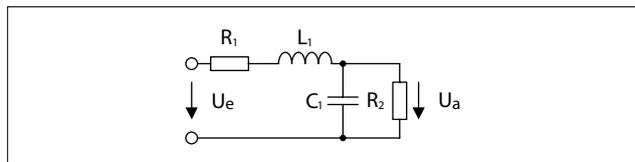


Рис. 3. Схема всей системы

представляет собой ранее неизвестное комплексное число ($U_a/U_e = Z$). По условиям согласования для приложений RS-485 значения сопротивлений R_1 и R_2 должны составлять по 120 Ом. В качестве величины индуктивности L дифференциального режима используется значение индуктивности рассеяния дросселя $L_s = 90$ нГн из технического описания, т. к. индуктивность синфазного режима компенсируется противоположно направленными токами. Используя значения частоты среза и индуктивности рассеяния, из уравнения (5) получаем значение реактивного сопротивления X_{L1} индуктивности:

$$X_{L1} = j\omega L_1 = j2\pi \cdot 15 \text{ МГц} \cdot 90 \text{ нГн} = j8,48 \text{ Ом}. \quad (5)$$

Последним неизвестным параметром в передаточной функции является реактивное сопротивление емкости X_{C1} . Преобразуя уравнение (3), получаем следующее выражение (6) для X_{C1} :

$$X_{C1} = \frac{Z \cdot R_2 \cdot (X_{L1} + R_1)}{R_2 - Z \cdot (X_{L1} + R_1 + R_2)}. \quad (6)$$

Поскольку реактивное сопротивление конденсатора не содержит действительной части, его можно положить равным нулю. В этом случае формулу необходимо разделить на действительную и мнимую части. Используя выражение (7) и преобразовав уравнение (6), получаем уравнение (8):

$$Z = a + jb; \quad (7)$$

$$X_{C1} = \frac{(aR_2R_2 - jbX_{L1}R_2) + j(aR_2X_{L1} + bR_2R_2)}{R_2 - ((a(R_1 + R_2) - jbX_{L1}) + j(aX_{L1} + b(R_1 + R_2)))}. \quad (8)$$

Поскольку уравнение (8) может быть комплексно сопряжено, в знаменателе нет мнимой части, а комплексное число остается в числителе. Действительная часть этого комплексного числа полагается равной нулю и преобразуется в один из параметров a или b . Действительная часть этого комплексного числа равна нулю. С помощью этого уравнения и уравнения (9) мы получаем два уравнения для двух неизвестных переменных. В результате решается система уравнений:

$$|Z| \approx 0,35 = \sqrt{a^2 + b^2}. \quad (9)$$

Следующие значения являются результатами расчета с помощью MatLab Simulink:

- действительная часть: $a \approx 0,23$;
- мнимая часть: $b \approx -0,27$;
- комплексное число: $Z \approx 0,23 - j0,27$.

Мнимая часть входит в формулу (10) для X_{C1} :

$$X_{C1} = \frac{R_2(aX_{L1} + aR_1 + jbX_{L1} + jbR_1)}{R_2 - (a + jb)(X_{L1} + R_1 + R_2)}. \quad (10)$$

Получаем следующее значение импеданса конденсатора: $X_{C1} = -j58,49$ Ом.

Подставляя значения X_{C1} и $f_{cut-off}$ в уравнение (11) для полной емкости системы, получаем:

$$C = \frac{1}{j\omega X_{C1}};$$

$$C = \frac{1}{j2\pi \cdot 15 \text{ МГц} \cdot (-j58,49 \text{ Ом})} = 181,38 \text{ пФ}. \quad (11)$$

Чтобы требуемое ослабление составило -3 дБ на частоте 15 МГц, общая емкость фильтра должна составить $181,38$ пФ. Первый вклад в эту емкость вносят супрессоры емкостью по 56 пФ каждый. Поскольку они параллельны схеме и заземлены, работает только половина емкости одного компонента, как следует из выражения (12):

$$C_{ESD} = \frac{56 \text{ пФ} \cdot 56 \text{ пФ}}{56 \text{ пФ} + 56 \text{ пФ}} = 28 \text{ пФ}. \quad (12)$$

В результате два супрессора влияют на схему как общая емкость величиной 28 пФ.

По такому же принципу рассматриваются значения емкости двух конденсаторов схемы. Они используются для отвода высокочастотных помех. В сочетании с синфазным дросселем эта схема обеспечивает очень хорошую защиту от синфазных помех в широком диапазоне частот. Для достижения требуемого эффекта достаточно небольшой емкости. Были выбраны два конденсатора емкостью 100 пФ. Их влияние рассчитывается так же, как и для супрессоров. Таким образом, суммарная емкость двух конденсаторов цепи составляет 50 пФ.

В дополнение к синфазному дросселю и двум подключенным к земле конденсаторам между линиями передачи сигналов А и В устанавливается конденсатор для противодействия симметричным помехам. Поскольку емкость схемы уже достигла 78 пФ из-за супрессоров и двух других конденсаторов, мы выбрали 100 пФ для этого компонента. Путем подбора компонентов достигается общая емкость 178 пФ, что всего на $3,38$ пФ отличается от расчетной общей емкости. Отклонение неизбежно из-за фиксированных значений емкости конденсаторов, имеющих в ассортименте продукции, и при таком выборе оно было минимальным. Поскольку схема должна быть небольшой, используются только многослойные керамические конденсаторы. На этом выбор компонентов схемы фильтра завершен. На рисунке 4

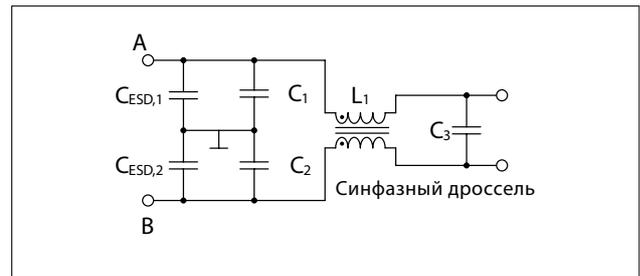


Рис. 4. Схема фильтра для линий передачи сигналов

показан окончательный вид схемы фильтра для линий передачи сигналов А и В.

Чтобы проверить, достигается ли с помощью выбранных компонентов требуемый результат, схему на рисунке 4 можно смоделировать с помощью LTspice. Стандарт VDE EN 55017 определяет, что испытываемая схема в дифференциальном режиме должна моделироваться с помощью изоляторов с соотношением обмоток $1:1$, поскольку при симуляции учитываются только два порта. Помимо выбранных фильтрующих элементов в начале и в конце схемы устанавливаются последовательные резисторы, чтобы учесть влияние согласованных по импедансу микрополосковых линий на печатной плате. Линии передачи сигналов вставного фильтра были рассчитаны с дифференциальным импедансом 120 Ом (по 60 Ом на микрополосковую линию), чтобы избежать отражений на концах шины RS-485, выходное сопротивление которых составляет 120 Ом. На рисунке 5 показана соответствующая стандарту симметричная схема для тестирования характеристик затухания сигналов в дифференциальном режиме.

На рисунке 6 представлен результат моделирования нагрузки дифференциальными токами в том виде, в каком они возникают при нормальной работе. Отображается затухание всей цепи; на оси Y указан уровень затухания в дБ, а ось X показывает соответствующий частотный диапазон 10 кГц... 1 ГГц. Измерение осуществляется на выходе схемы.

Базовое затухание -6 дБ возникает, как упоминалось, из-за того, что смоделированная схема создана как делитель напряжения. Видно, что сигнал не затухает в диапазоне линии передачи RS-485 (< 6 МГц). Точка маркера на уровне около 15 МГц соответствует ослаблению $-9,18$ дБ. Таким образом, проектирование с помощью REDEXPERT и расчет с использованием передаточной функции почти точно обеспечивают требуемый результат. Отклонение в $-0,18$ дБ можно объяснить небольшой разницей между используемой и рассчитанной общей емкостью и тем фактом, что при симуляции применялись модели реальных компонентов, а в расчете – идеальные значения.

Для моделирования нагрузок в синфазном режиме стандарт VDE EN 55017 требует, чтобы цепь фильтра была установлена между генератором сигнала и приемником, а входные и выходные проводники соединялись параллельно. Из-за использования параллельной цепи в схему были добавлены последовательные сопротивления по 30 Ом для имитации 60 -Ом микрополосковой линии. Это значение сопротивления получено из выражения (13):

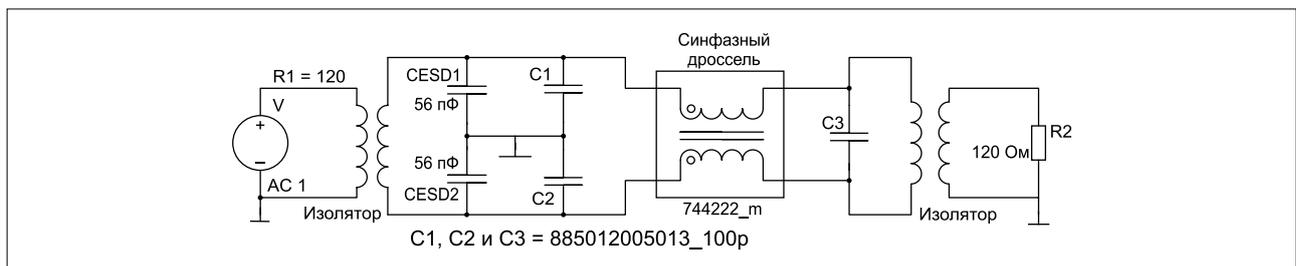


Рис. 5. Испытательная схема в дифференциальном режиме

$$\frac{60 \text{ Ом} \cdot 60 \text{ Ом}}{60 \text{ Ом} + 60 \text{ Ом}} = 30 \text{ Ом} \quad (13)$$

Соответствующая стандарту асимметричная испытательная схема сигнала в синфазном режиме была смоделирована с помощью схемы на рисунке 7.

На рисунке 8 показан результат моделирования. Базовое затухание составляет -6 дБ. Видно, что оно начинает расти уже с 10 кГц. На расчетной частоте $f_{\lambda/4} = 62,5 \text{ кГц}$ затухание составляет примерно -23,82 дБ. Как видно из рисунка 2, затухание одного только дросселя составило -16,5 дБ на этой частоте. Остальные 7,32 дБ обусловлены дополнительными конденсаторами. Схема обеспечивает заметное ослабление помех в синфазном режиме во всем диапазоне частот.

В целом, моделирование показало хороший результат не только с точки зрения того, как были подавлены нежелательные сигналы дифференциального режима, но и все синфазные помехи.

Фильтр для линии питающего напряжения

В соответствии со стандартом передачи RS-485, на линию питающего напряжения должно подаваться гармоническое постоянное напряжение 5 В с током 200 мА. Чтобы выполнить это условие, все частотные составляющие должны быть отфильтрованы. Это значит, что необходим фильтр нижних частот. Из-за того, что затухание увеличивается за декаду частоты с каждым полюсом фильтра, для фильтрации был выбран фильтр нижних частот 3-го порядка. Таким образом, затухание составляет 60 дБ на декаду частоты. ФНЧ, как показано на рисунке 9, состоит из двух конденсаторов и катушки индуктивности.

Из-за л-образного вида схемы ее называют Pi-фильтром. Для выбора подходящих компонентов, отвечающих требованиям фильтра, используется онлайн-инструмент REDEXPERT.

Сначала выбирается соответствующая требованиям катушка индуктивности. Заметим, что по линии питающего напряжения протекает ток 200 мА. Катушка индуктивности, рассчитанная на меньшие токи, будет сильно нагреваться. Во избежание этого для печатной платы выбран феррит с номинальным током $I_R = 500 \text{ мА}$. Это значит, что он нагревается всего на 40 К при токе 500 мА. Кроме того, индуктивность должна противодействовать токам и напряжениям с определенным импедансом по частотным составляющим. На рисунке 10 показана кривая импеданса выбранного феррита, который увеличивается с ростом частоты. Кроме того,

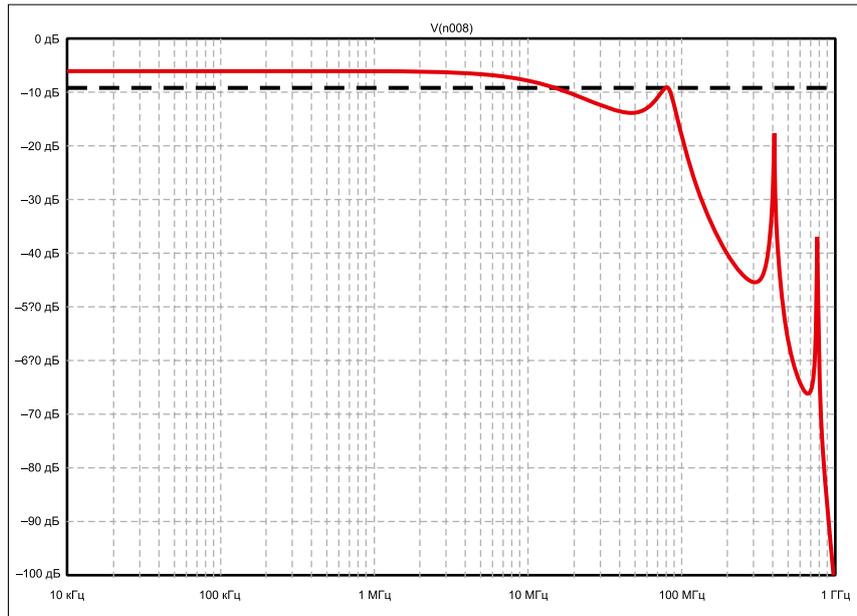


Рис. 6. Моделирование затухания в дифференциальном режиме (S_{DD21}) линии передачи сигналов

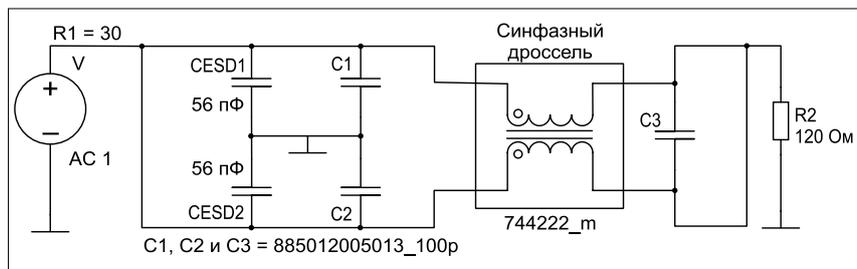


Рис. 7. Схема для моделирования нагрузки в синфазном режиме

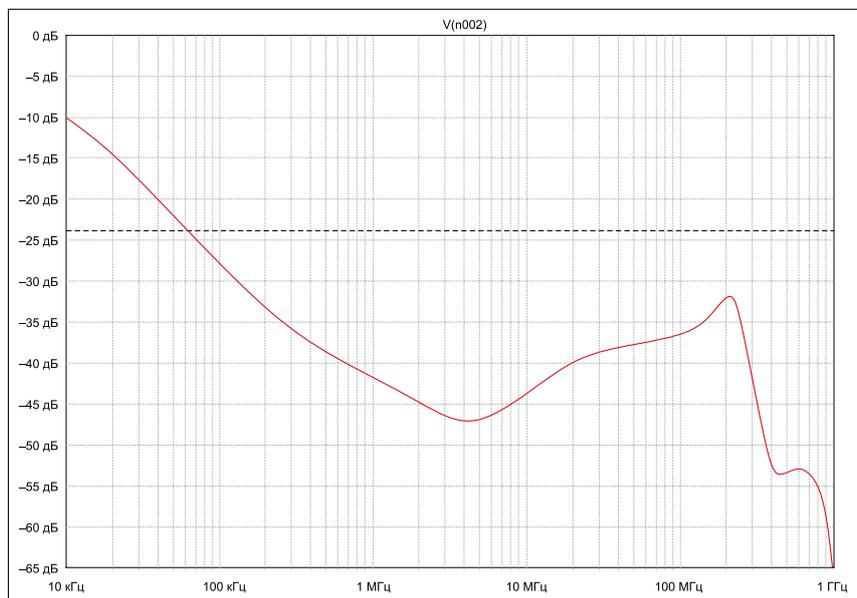


Рис. 8. Моделирование нагрузки в синфазном режиме (S_{CC1}) линии передачи сигналов

REDEXPERT отображает кривые импеданса при разных токах. Мы выбрали ток 200 мА с учетом особенностей рассматриваемого приложения.

Конденсаторы для этого фильтра выбираются так, чтобы диапазон затухания был как можно большим и крутым, а все токи с частотами шума отводились на землю. Для обеспечения компактного размера в линиях передачи сигналов

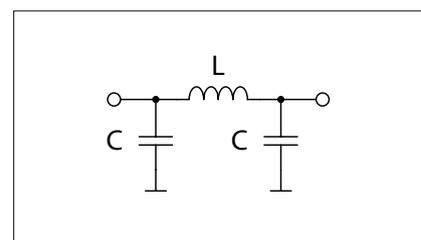


Рис. 9. Фильтр нижних частот 3-го порядка

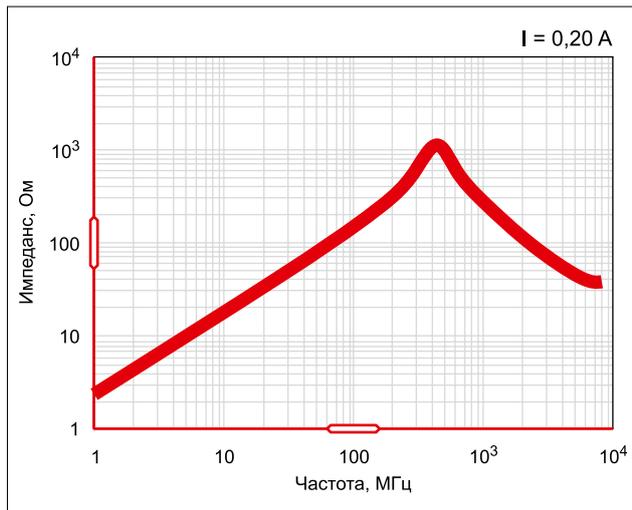


Рис. 10. Характеристика импеданса WE-TMSB 74269241152

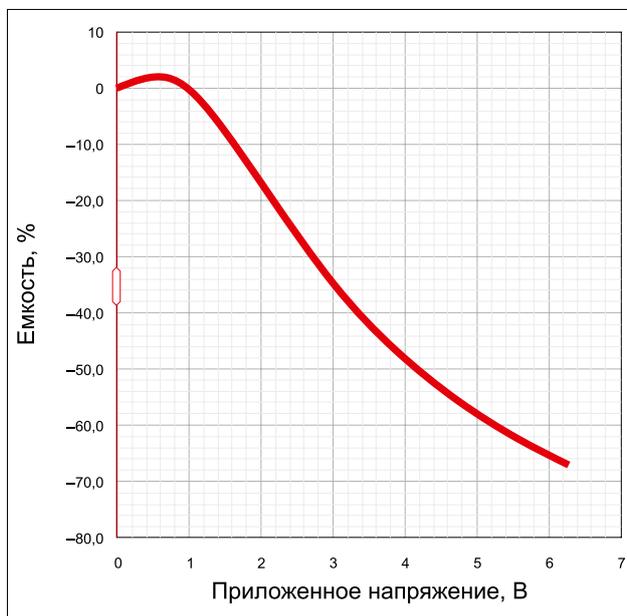


Рис. 11. Изменение емкости в зависимости от постоянного напряжения смещения

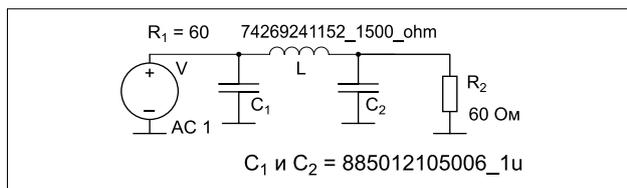


Рис. 12. Схема Pi-фильтра в LTspice

используются многослойные керамические конденсаторы. Мы выбрали конденсаторы WE-CSGP 885 012 105 006 емкостью 1 мкФ.

Эти компоненты изготовлены из керамики X5R, что обеспечивает высокую емкость. Однако из-за особенностей базового материала компонента емкость конденсатора также очень зависит от напряжения. В результате смещения постоянного тока рост приложенного напряжения приводит к падению емкости. Как именно этот эффект влияет на выбранные конденсаторы, можно посмотреть в REDEXPERT. На рисунке 11 показана зависимость изменения емкости конденсатора WE-CSGP 885 012 105 006 от напряжения. Из рисунка видно, что при напряжении 5 В емкость конденсаторов уменьшилась примерно на 42% от исходного значения.

Из-за зависимости феррита от тока и зависимости конденсаторов от напряжения требуется прове-

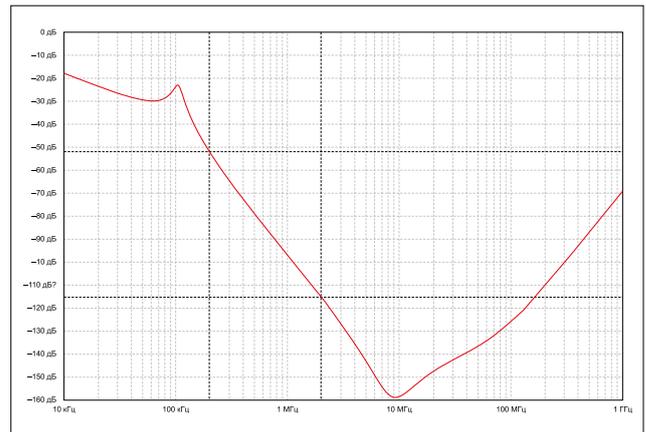


Рис. 13. Моделирование Pi-фильтра

рить схему в условиях эксплуатации. На рисунке 12 показана схема выбранного фильтра, моделируемая в LTspice.

Компоненты Würth Elektronik eiSos можно представить в виде моделей в LTspice, чтобы симуляция дала максимальную точность. Мы использовали источник переменного напряжения с амплитудой 1 В. На рисунке 13 показан результат симуляции этой схемы.

Поскольку моделируемая схема представлена как делитель напряжения, базовое затухание составляет -6 дБ. Маркеры показывают, что, как и ожидалось, ослабление на декаду частоты составляет 60 дБ. Во всем диапазоне частот наблюдается хорошее затухание. Однако подозрительно выглядит высокое максимальное значение затухания -158 дБ. Сомнительно, что такое большое затухание достигается с помощью реальных компонентов. Кроме того, предел технических возможностей большинства анализаторов цепей составляет -100 дБ.

Мы выбрали все необходимые фильтрующие элементы. Поскольку моделирование показало хорошие результаты, их можно использовать для построения схем. Однако симуляция не проверила такие факторы как влияние материалов и потери в сигнальной линии. Следовательно, необходимы дополнительные измерения, чтобы понять, соответствует ли схема требованиям достаточной защиты при помехах и переходных процессах в реальных условиях эксплуатации.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЫ

Во избежание отражений импеданс микрополосковых дорожек на печатной плате фильтра должен быть таким же, как и у самого устройства; в данном случае он составляет 120 Ом. В дифференциальной линии передачи сигнала импедансы суммируются. Следовательно, каждая линия должна быть рассчитана на импеданс 60 Ом. Чтобы обеспечить определенное значение импеданса линии, необходимо согласовать друг с другом параметры, показанные на рисунке 14 с базовой структурой печатной платы.

Изменяя параметры, показанные на рисунке 14, можно подобрать требуемый импеданс печатной платы. Параметр W представляет собой ширину проводника, параметр T – его высоту, H – толщину материала подложки между про-

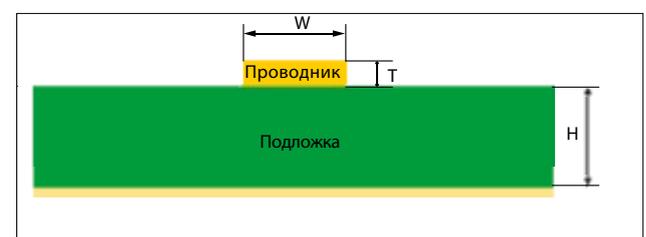
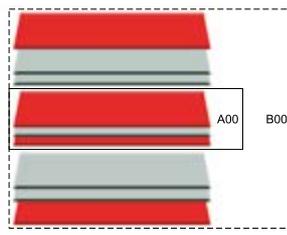


Рис. 14. Внешний вид печатной платы

Таблица 2. Структура четырехслойной печатной платы

Материал	№ матер.	мкм	Слой
A-RS Copper foil-018my 330×490mm	50200238	18	VS
A-RS FR4-Prepreg-2116-TG135; A-RS FR4-Prepreg-7628-TG135	50200534; 50200465	288; 0	
A-RS FR4-ML-0.71mm-035+035-TG135	50200375	35; 710; 35	L2; L3
A-RS FR4-Prepreg-7628-TG135; A-RS FR4-Prepreg-2116-TG135	50200465; 50200534	288; 0	
A-RS Copper foil-018my 330×490mm	50200238	18	RS



дником и заземляющей плоскостью из стеклотекстолита – огнестойкого непроводящего композитного материала, изготовленного из эпоксидной смолы и стеклоткани, который наиболее часто используется в печатных платах благодаря хорошей адгезии, водо- и дугостойкости.

С помощью калькулятора можно рассчитать импеданс печатной платы, введя упомянутые параметры. Высота металлизации в стандартной комплектации составляет 35 мкм при минимальной стоимости. Ширину проводника можно выбирать произвольно. Чем шире проводник, тем меньше импеданс. Поскольку небольшой размер компонентов и разъемов ограничивает ширину дорожек и необходимо обеспечить импеданс величиной 60 Ом, подбирается расстояние до заземляющей плоскости (параметр T). Чтобы расстояние было небольшим, используется четырехслойная печатная плата, у которой второй слой выступает в качестве заземления. Таблица 2 описывает стандартную структуру четырехслойной печатной платы, у которой высота медного слоя равна 35 мкм. Заметим, что медный слой толщиной 18 мкм, указанный в этой таблице, в готовой плате покрыт слоем толщиной до 35 мкм.

Из таблицы 2 видно, что расстояние между первым и вторым слоями составляет 0,288 мм. Исходя из этого значения, высоты торца меди 35 мкм и диэлектрической проницаемости материала стеклотекстолита равной 4, можно подобрать ширину проводника с импедансом 60 Ом. В таблице 3 приведены параметры печатной платы с учетом импеданса 60 Ом.

В общем случае требуется, чтобы фильтр был как можно более компактным. Все компоненты устанавливаются на верхнюю сторону платы. Только разъемы должны быть припаяны с нижней стороны из-за особенностей конструкции теплоотвода. Во избежание отражений необходимо, чтобы проводники не проходили под прямым углом друг к другу. Закругленные тракты и углы в 45° улучшают прохождение сигнала. Кроме того, компоненты следует размещать непосредственно на проводниках, чтобы сократить их длину.

Таблица 3. Параметры печатной платы

Параметр	Обозначение	Величина
Толщина проводника	T	35 мкм
Высота подложки	H	0,288 мм
Ширина проводника	W	0,4 мм
Диэлектрическая проницаемость подложки	E	4



Рис. 15. Завершенная конструкция фильтра

На рисунке 15 показана завершенная схема платы. На линиях передачи сигнала супрессоры расположены рядом с входным разъемом, чтобы максимально быстро отводить импульсы электростатического разряда. Все остальные компоненты устанавливаются друг за другом через короткие интервалы. Однако их не следует размещать слишком близко друг к другу во избежание нежелательной емкостной связи. Обе линии передачи сигналов должны иметь одинаковую длину для передачи симметричных сигналов. Сквозные переходные отверстия с гальваническим покрытием используются для заземления. Они размещаются рядом с контактными площадками, образуя токопроводящее соединение с нижней стороной платы, которое является заземлением.

В линии питающего напряжения два контакта под номером 6 соединены напрямую. Компоненты устанавливаются непосредственно на линии по описанному выше принципу. Наличие доступного пространства под конденсаторами позволяет разместить несколько переходных отверстий, чтобы сопротивление соединения с заземлением было как можно меньше. Контакты 5 и поверхность корпуса заземлены. Черные края

обозначают пространство, отведенное под выступающий разъем D-SUB.

ИЗМЕРЕНИЕ S-ПАРАМЕТРОВ

Сначала измеряются характеристики линий передачи сигналов A и B для дифференциального и синфазного режимов. Цель измерения – установить, что фильтр, не увеличивая ослабление сигналов, позволяет передавать их в диапазоне частот до 6 МГц в соответствии со стандартами RS-485 в дифференциальном режиме и отфильтровывает нежелательные сигналы с более высокими частотами. Синфазные сигналы должны подавляться без исключения во всем частотном диапазоне. Согласно расчетам и результатам моделирования, сигнал с частотой до 6 МГц должен проходить практически без затухания. Выше по частоте начинается затухание, достигающее величины –3 дБ на частоте 15 МГц. На рисунке 16 показан результат измерения S-параметра смешанного режима S_{DD21} .

Значение затухания –0,63 дБ, помеченное точкой 2 на частоте 6 МГц, указывает на то, что на максимальной возможной частоте передачи около 93% сигнала передается без затухания. Как правило, для успешной передачи затухание должно быть ниже, чем на частоте

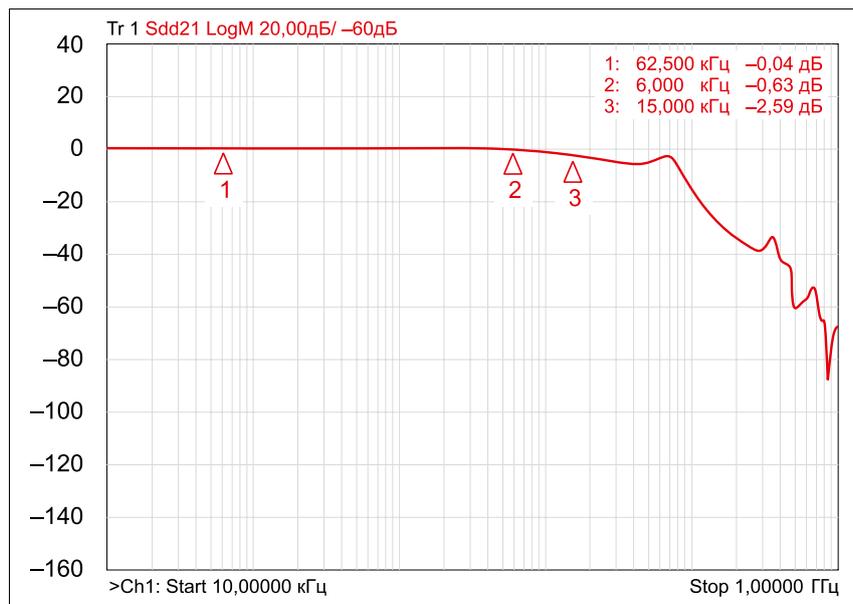


Рис. 16. Характеристики линий передачи с двухтактными сигналами

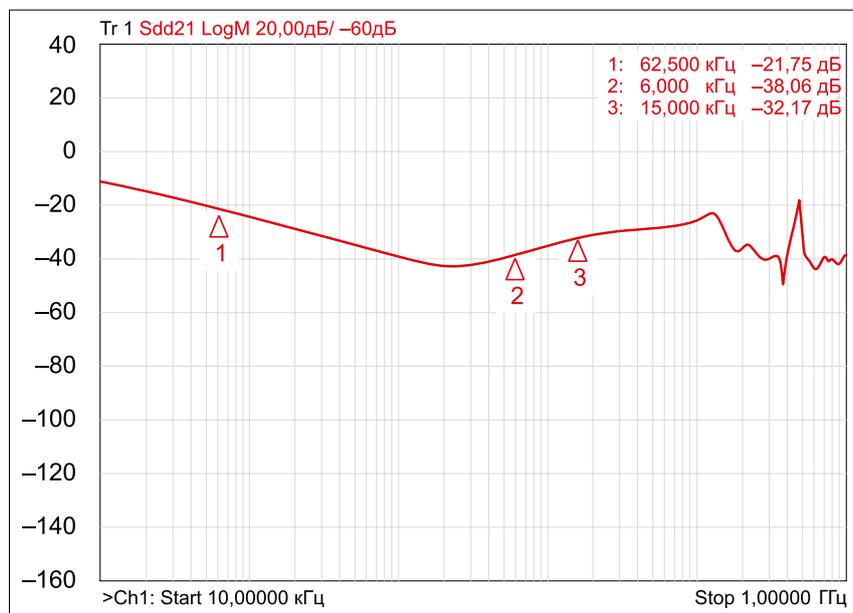


Рис. 17. Характеристики линий передачи с синфазными сигналами

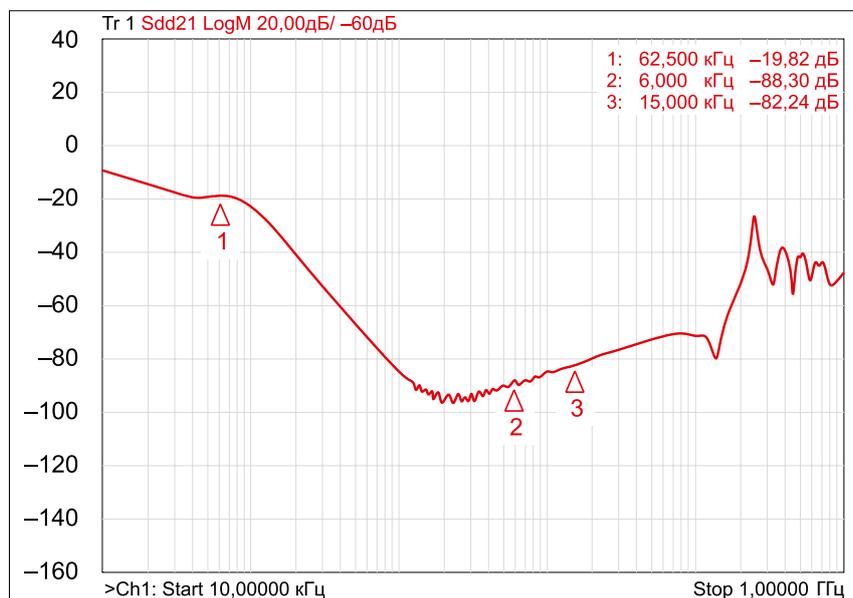


Рис. 18. Характеристики передачи напряжения питания по кабелю

те среза по уровню -3 дБ. В точке 3 на частоте 15 МГц величина затухания равна $-2,59$ дБ, что соответствует коэффициенту передачи 74,2%. По мере роста частоты затухание постоянно увеличивается до значения ниже -80 дБ за исключением некоторых резонансных значений.

Анализируется не только затухание при двухтактной передаче, но и характеристика с учетом синфазных сигналов. С этой целью исследуется параметр S_{CC21} смешанного режима, показанный на рисунке 17.

Видно, что сигнал ослабляется, начиная с нижнего значения представленного диапазона частот. Затухание на расчетной частоте среза $f_{\lambda/4}$ в точке 1 составляет около $-21,8$ дБ. Начиная с 50 кГц, затухание всегда меньше -20 дБ, что соответствует коэффициенту передачи менее 10%. Свойства линии питающего напряжения определяются с помощью двухпортового измерения. Параметр S_{21} описывает вносимые потери фильтра. Поскольку используется Рi-фильтр (ФНЧ 3-го порядка), следует ожидать, что во всем частотном диапазоне обеспечено сильное затухание. На рисунке 18 показан результат измерения линии питающего напряжения.

Как видно из этого рисунка, затухание в начале диапазона частот составляет около -10 дБ. В точке 1, где частота составляет 62,5 кГц, затухание равно $-19,82$ дБ. Оно достигает максимального значения -95 дБ вблизи 2 МГц.

АНАЛИЗ И ВЫВОДЫ

Сначала анализируется поведение линии передачи в дифференциальном режиме. На рисунке 19 показаны смоделированные и измеренные S-параметры смешанного режима S_{DD21} линий передачи сигналов А и В. Красной линией показан результат моделирования, черной – результат измерений.

Базовое затухание -6 дБ исключено на рисунке 19 в силу того, что схема рассматривалась в LTspice как делитель напряжения, чтобы в лучшей мере сравнить результаты моделирования и измерения. Видно, что затухание на обоих графиках начинается примерно в один и тот же момент. Мы успешно избежали ослабления сигналов до 6 МГц. Таким образом, все сигналы, соответствующие стандарту RS-485, могут передаваться без помех. Видно, что результат моделирования практически идентичен результату измерения. Единственные заметные различия – резонансы и минимальные отклонения значений затухания. Добротность Q-компонентов определяет высоту резонансных пиков. Чем выше добротность, тем больше амплитуда резонансов из-за меньших

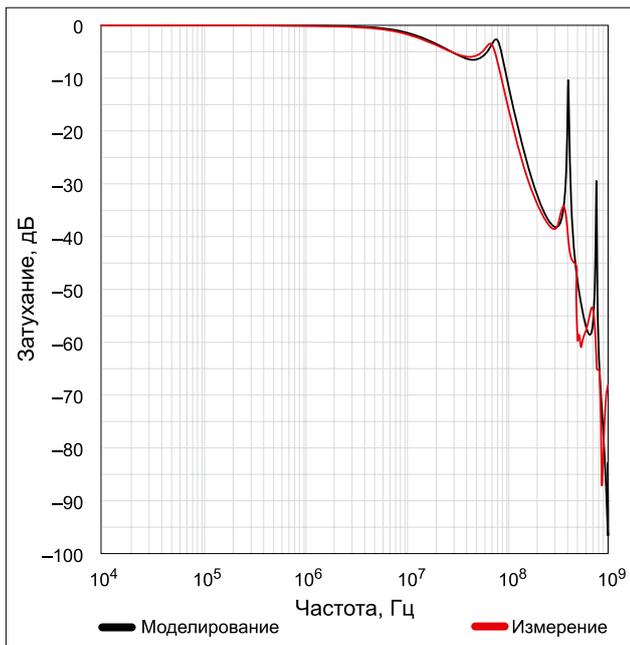


Рис. 19. Сравнение значений S_{D21} линий передачи А и В

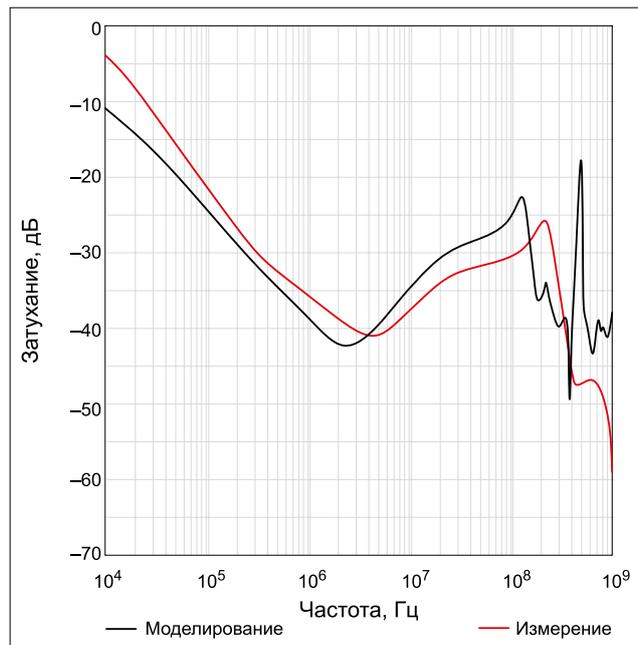


Рис. 20. Сравнение значений S_{C21} линий передачи А и В

потерь, вызванных реактивным сопротивлением. Резонансы измеренного графика значительно меньше из-за паразитных эффектов, которые не учитываются при моделировании и имеют отрицательное влияние на качество системы.

Небольшие отклонения значений затухания можно объяснить допусками компонентов. Поскольку два графика почти идентичны, на практике схема фильтра выполняет поставленное условие, благодаря чему сигналы, соответствующие требованиям RS-485, проходят без затухания. Сигналы на более высоких частотах ослабляются во избежание помех при передаче. Далее моделируемая и измеренная характеристики синфазных сигналов сравниваются по выше рассмотренному принципу. На рисунке 20 показана смоделированная и измеренная кривые параметра S_{C21} линий передачи сигналов А и В в смешанном режиме. Цветовое разделение то же, что и на рисунке 20.

Из рисунка видно, что кривые на обоих графиках также очень похожи приблизительно до 300 МГц. Точки резонанса расположены примерно в одних и тех же местах, но по-разному выражены. Как уже упоминалось, это различие можно объяснить влиянием на добротность системы. Кроме того, используемые модели LTspice являются лишь упрощенными копиями реальных компонентов и могут отклоняться от реальных значений. Отклонения значений затухания и резонансов в рабочем диапазоне синфазного дросселя можно объяснить допусками на индуктивность компонента.

На частотах выше 300 МГц возникают резонансы из-за связи паразитных емкостей печатной платы и компонентов. В целом, измерение подтверждает, что схема обеспечивает достаточно большое затухание во всем соответствующем частотном диапазоне по сравнению с синфазными сигналами. На расчетной частоте $f_{\lambda/4} = 62,5$ кГц также наблюдается ослабление

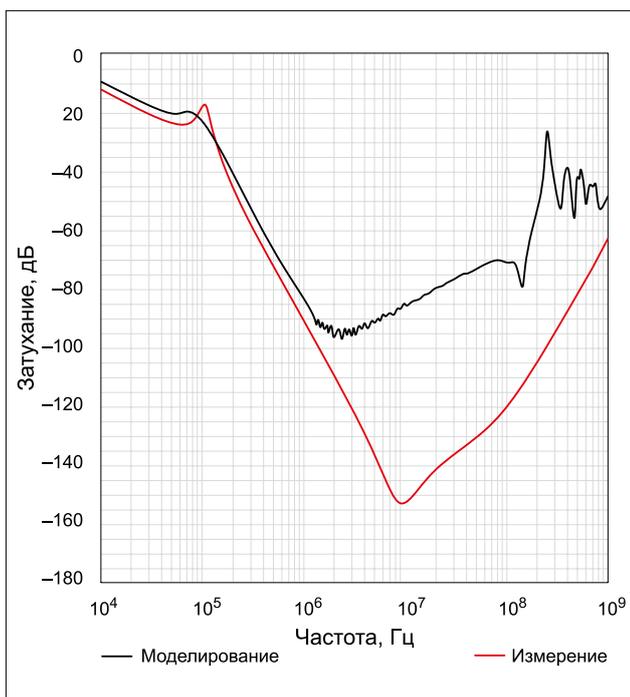


Рис. 21. Сравнение значений S_{21} линии питающего напряжения

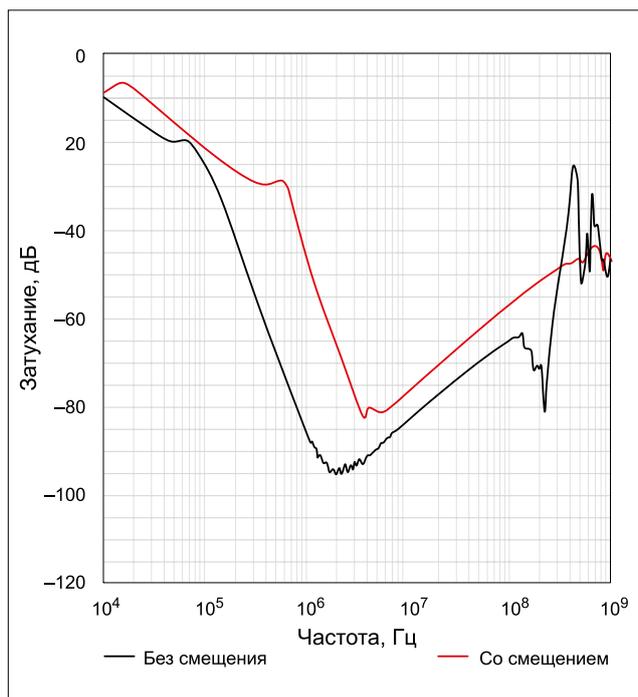


Рис. 22. Сравнение данных измерений со смещением по постоянному току и без него

Таблица 4. Список использованных материалов

Обозначение	Характеристики	Серия	Техническое описание	Кол-во
L ₁	Синфазный линейный фильтр; Z _{max} = 6000 Ом; V _{R(DC)} = 50 В	WE-SL2	744 222	1
RV ₁ , RV ₂	Подавитель ЭСР; V _{DC} = 5 В; I _{LEAK} = 1 мкА; V _{CLAMP,тип} = 55 В	WE-VE	823 570 505 60	2
C ₁ , C ₂ , C ₃	Многослойный керамический чип-конденсатор; C = 100 мкФ; V _{R(DC)} = 10 В; NPO	WCAP-CSGP	885 012 005 013	3
CON ₁	Розеточный разъем для печатной платы – 8,08 мм	WR-DSUB	618 009 231 221	1
CON ₂	Штекерный разъем для печатной платы – 8,08 мм	WR-DSUB	618 009 231 221	1
C ₄ , C ₅	Многослойный керамический чип-конденсатор; C = 1 мкФ; V _{R(DC)} = 6,3 В; X5R	WCAP-CSGP	885 012 105 006	2
L ₂	SMD-феррит; Z при 100 МГц = 1500 Ом; I _R = 500 мА	WE-TMSB	742 692 41152	1

–21,8 дБ. Однако то, что это значение не «дотягивает» до ожидаемого –23,8 дБ, можно объяснить допусками на величину индуктивности синфазного дросселя. Уже начиная с частоты 50 кГц, затухание становится ниже –20 дБ. Сравнение показывает, что схема фильтра на практике очень близка к моделируемой и демонстрирует хороший уровень затухания по сравнению с синфазными помехами. Желаемый результат достигается и в случае синфазных, и в случае дифференциальных сигналов. Следовательно, она годится для фильтрации линий передачи сигналов стандарта RS-485. Таким же образом сравниваются результаты моделирования и измерения линии питающего напряжения. На рисунке 21 показаны оба графика вносимых потерь S₂₁.

И в этом случае для лучшего сравнения было исключено базовое затухание –6 дБ имитационной модели. Видно, что оба графика поначалу практически одинаковы. Между их значениями имеется разница лишь в несколько дБ. Четкое отличие заметно на частоте 2 МГц. Смоделированная кривая уменьшается до значения около –150 дБ, а максимальное значение измеренного затухания составляет –95 дБ. Затухание в диапазоне –95 ... –150 дБ очень велико, т.е. очень малые напряжения, измеренные анализатором цепей, находятся в диапазоне собственных шумов этого прибора; в этом диапазоне анализатор достигает своих технических пределов. Высокое затухание фильтра более 85 дБ в частотном диапазоне более 1 МГц означает, с одной стороны, хорошую развязку между входом и выходом фильтра. С другой стороны, заметна даже малейшая паразитная емкостная связь проводников, соединений между компонентами (посадочных площадок) и соединений разъемов, что приводит к очень сильной связи элементов фильтра и к резонансам.

Несмотря на отличия от результатов моделирования, результаты измерения свидетельствуют о хорошей характеристике фильтра, поскольку обеспечено достаточно высокое

затухание во всем частотном диапазоне. Таким образом, все напряжения переменного тока отфильтровываются из напряжения питания, и передается только одно напряжение постоянного тока. Как упоминалось, приложенное постоянное напряжение снижает емкость конденсаторов. Ток, протекающий через фильтр, уменьшает индуктивность и изменяет резонансную частоту дросселя. Этот эффект можно измерить. На рисунке 22 сравниваются результаты измерения с приложенным постоянным напряжением (со смещением постоянного тока) и без него.

Черная кривая описывает результаты измерения без влияния напряжения, а красная – измерение приложенным напряжением 5 В при 200 мА. Видно, что первый резонанс смещается в сторону большей частоты. Это связано с тем, что резонансная частота SMD-феррита растет с увеличением тока, а индуктивность уменьшается. Уменьшение емкости двух конденсаторов из-за приложенного напряжения 5 В несколько уменьшает затухание фильтра, которое все еще очень велико, несмотря на влияние этих изменений. Таким образом, измерение показывает, что даже в реальных условиях эксплуатации затухание соответствует требованиям в заданном диапазоне частот. Поскольку измерения в линии питающего напряжения также показали удовлетворительные результаты, было подтверждено, что разработанная схема фильтра надежно ослабляет нежелательные сигналы, помехи и влияние электростатического разряда, не влияя на стандарты передачи RS-485. Итак, все изначально поставленные цели были успешно достигнуты. Чтобы оценить влияние фильтра на ЭМС устройства, можно проверить, насколько эта схема отвечает желаемым результатам, подключив ее к системе. В случае успешного функционирования схему можно реализовать непосредственно в устройстве.

На рисунке 23 представлена принципиальная схема фильтра и его внешний вид, а в таблице 4 – список материалов. ➔

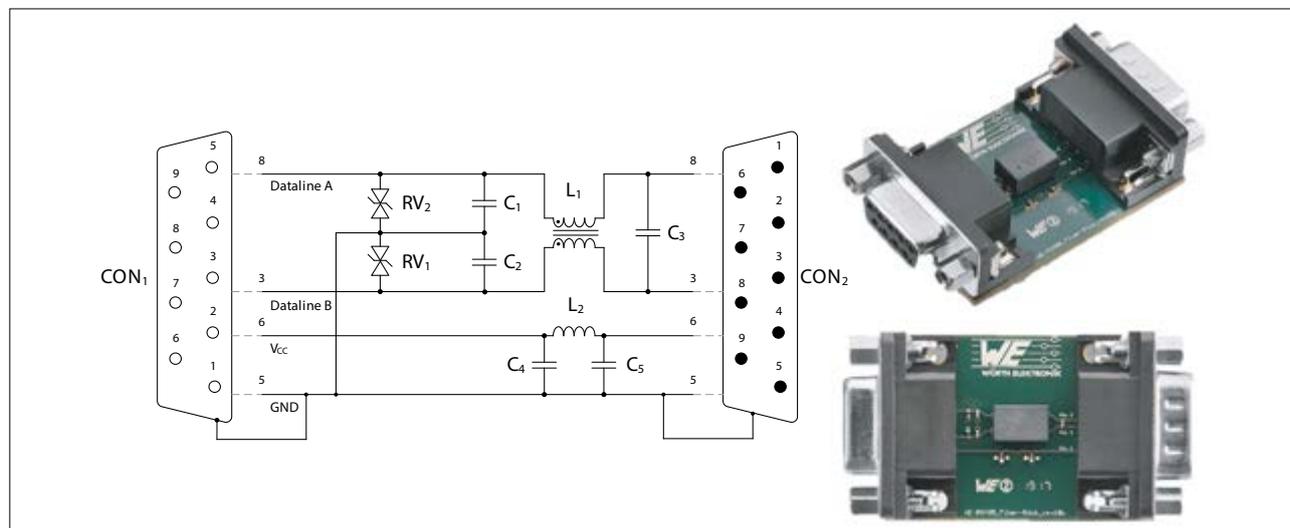


Рис. 23. Полная принципиальная схема и внешний вид фильтра

КРАТКОЕ РУКОВОДСТВО ПО РАЗРАБОТКЕ ИНДУСТРИАЛЬНОГО ETHERNET С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТРАНСФОРМАТОРОВ WE-STST КОМПАНИИ WÜRTH ELEKTRONIK



**ХАЙРО БУСТОС (JAIRO BUSTOS), РОБЕРТ ШИЛЛИНГЕР (ROBERT SCHILLINGER),
САЙМОН МАРК (SIMON MARK), АШИРО ЧЕН (ASHIRO CHEN)**

Перевод и дополнения: **ВЛАДИМИР РЕНТЮК**

Ethernet-трансформатор (или LAN-трансформатор) является промежуточным звеном между устройством физического уровня (PHY) и Ethernet-кабелем. Трансформатор обеспечивает безопасную гальваническую развязку между PHY и кабелем и в то же время согласование полного сопротивления. Однако этот компонент также должен передавать данные с полосой пропускания соответствующей скорости 1 Гбит/с без значительного ослабления передаваемых и принимаемых сигналов. В статье даны технические характеристики нового семейства трансформаторов компании Würth Elektronik, которые позволяют достичь максимальной производительности конечной системы при минимальных габаритах решения и сопутствующих элементов, а также предложены рекомендации по разводке печатной платы. Статья представлена в виде авторского перевода [1] с рядом дополнений и пояснений.

ВВЕДЕНИЕ

LAN- или Ethernet-трансформаторы требуют оптимального выбора и используются для следующих целей [1]:

- Защита оборудования от переходных процессов, возникающих вследствие наводки синфазных помех, от внешнего источника в тракте между микросхемой физического уровня интерфейса и кабелем приемопередатчика. Причем такие помехи могут быть как от внешнего устройства, так и вследствие взаимного влияния проводов внешней кабельной проводки,

что негативно сказывается на надежности входных цепей и целостности сигнала (signal integrity — наличие достаточных для безошибочной передачи качественных характеристик электрического сигнала).

- 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, таким образом обеспечивается целостность сигнала, облегчается его формирование для передачи или приема.

Однако организация Ethernet-интерфейса для промышленного применения выполняется не только путем выбора и использования соответствующего трансформатора, здесь требуются дополнительные компоненты: синфазные дроссели (common mode choke, CMC), TVS-диоды для подавления выбросов напряжения (TVS, Transient Voltage

Suppresser) и конденсаторы, в том числе высоковольтные.

Ключевой задачей при этом всегда является уменьшение размера печатной платы и, следовательно, общего схематехнического решения и числа используемых для его реализации компонентов. С этой целью компания Würth Elektronik разработала серию Ethernet-трансформаторов WE-STST [2] с полностью автоматизированным процессом производства. Трансформатор WE-STST представляет собой оптимизированное для разработки входных каскадов Ethernet дискретное низкопрофильное решение, позволяющее сэкономить более 50% пространства на печатной плате, но в то же время обеспечивающее высокую скорость передачи. Используемое для изготовления трансформаторов WE-STST инновационное автоматизированное производство уменьшает отклонения их электрических характеристик, гарантирует должное качество и повышает надежность конечного решения.

Кроме того, в статье представлен список подходящих компонентов обвязки входной цепи интерфейса Ethernet, которые можно использовать в сочета-

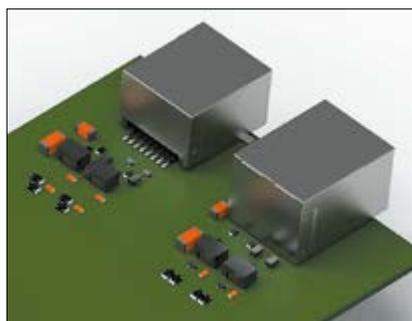


Рис. 1. Печатная плата Ethernet с двумя разъемами 100 Base-T

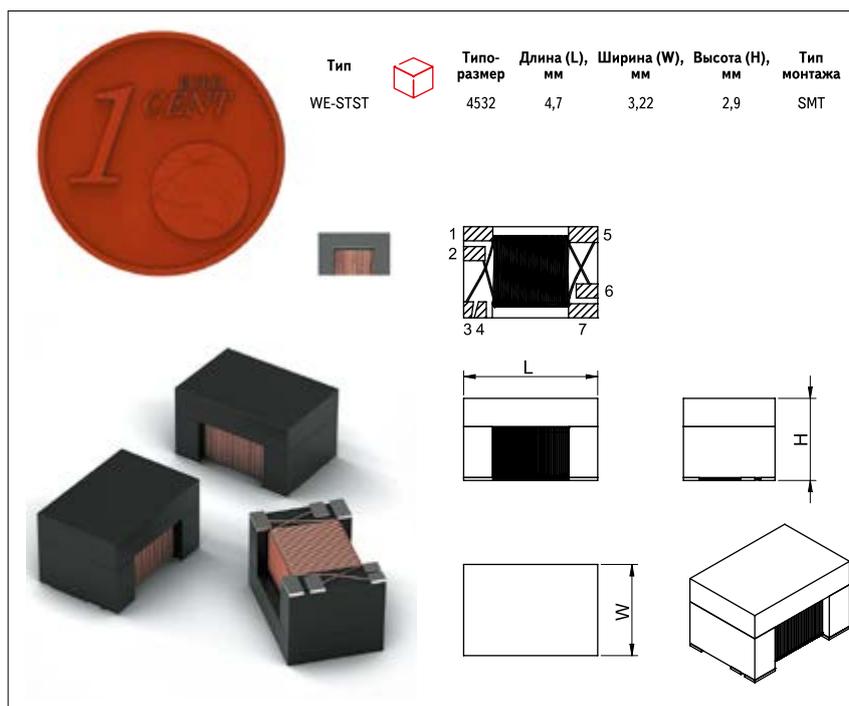


Рис. 2. Внешний вид, габаритные размеры и сравнение трансформатора WE-STST компании Würth Elektronik с монетой в один евроцент в одинаковом масштабе

нии с серией трансформаторов WE-STST, а также приведено несколько простых советов по правильному проектированию печатных плат Ethernet. На рис. 1 показан пример конструктивного исполнения интерфейса Ethernet с использованием трансформаторов WE-STST.

СВЕРХМИНИАТЮРНЫЙ СИГНАЛЬНЫЙ ТРАНСФОРМАТОР WE-STST

Как уже было сказано, серия сверхминиатюрных сигнальных трансформаторов WE-STST может сэкономить более 50% места на печатной плате, в отличие

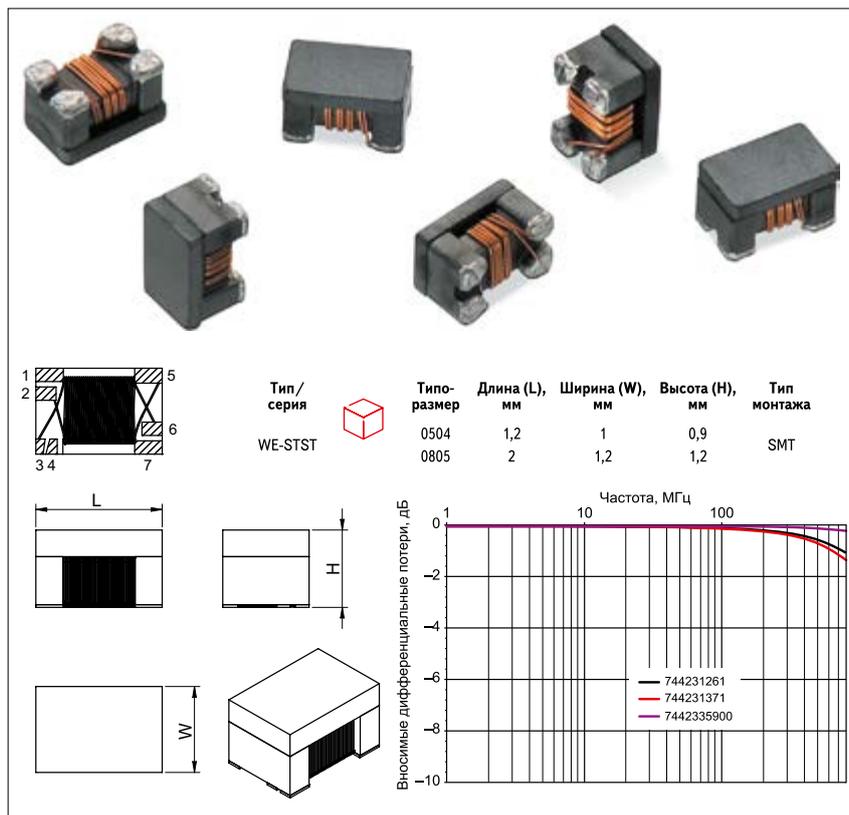


Рис. 3. Внешний вид, габаритные размеры и сравнение трех вариантов синфазных дросселей серии WE-CNSW компании Würth Elektronik по вносимым дифференциальным потерям (S_{d22})

Таблица 1. Доступные для заказа варианты трансформаторов WE-STST компании Würth Elektronik

Номер изделия для заказа	Индуктивность разомкнутой сети (OCL) согласно IEEE 802.3, мкГн
74930000	350
74930100	120

от других доступных на рынке отдельных трансформаторов, использующих тороидальные сердечники. Чтобы получить более полное представление, на рис. 2 дается сравнение трансформатора WE-STST с одноцентовой монетой — видно, что трансформатор WE-STST на 90% меньше.

ОБЛАСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ СЕРИИ WE-STST

Благодаря расширенному диапазону температур $-40...+105$ °C и электрической прочности изоляции в 1,5 кВ трансформаторы серии WE-STST компании Würth Elektronik находят основное применение в промышленных LAN-интерфейсах для автоматизации производства, а также в корпоративных сетях, устройствах «Интернета вещей» (Internet of Things, IoT) и еще целом ряде приложений.

Области применения:

- Ethernet 10/100/1000 Base-T;
- Ethernet 2.5/5G и 10G Base-T;
- однопарный Ethernet (используется для передачи данных и электропитания всего по одной витой паре);
- ультразвуковые датчики;
- G.fast — стандарт протокола цифровой абонентской линии для локальных петель длиной менее 500 м, с целевыми показателями производительности 100 Мбит/с – 1 Гбит/с, в зависимости от длины петли.

Коммерчески доступные варианты исполнения трансформаторов WE-STST представлены в таблице 1.

Трансформатор 74930000 [3] был разработан специалистами компании Würth Elektronik для удовлетворения требований OCL на 350 мкГн согласно стандарту IEEE 802.3, а трансформатор 74930100 [4] с 120 мкГн предназначен для приложений 10GBase-T или 1000Base-T1 (SPE), в которых частота сигнала выше, соответственно, паразитные эффекты должны быть сведены к минимуму.

КОМПОНЕНТЫ, РЕКОМЕНДУЕМЫЕ ДЛЯ СОВМЕСТНОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ С WE-STST

Синфазные дроссели

При выборе соответствующего синфазного дросселя определяющими факторами становятся скорость обмена данными по Ethernet и частотный диапа-

Таблица 2. Доступные для заказа варианты исполнения дросселей WE-CNSW компании Würth Elektronik

Номер изделия для заказа	Серия	Импеданс Z на частоте 100 МГц, Ом
744 233 59 00	WE-CNSW HF 0504	90
744 231 261	WE-CNSW 0805	260
744 231 371	WE-CNSW 0805	370

зон, для которого он разработан. Дело в том, что в зависимости от скорости обмена данными очень большую роль будут играть импеданс синфазного режима и вносимые потери в дифференциальном режиме. Здесь крайне важно уменьшить помехи синфазного сигнала, сохраняя при этом полезный сигнал как можно более незатронутым, то есть выполнить требования целостности сигнала. Таким образом, необходимо выбирать дроссель с дифференциальной резонансной частотой выше максимальной частоты полезного сигнала, что позволит в рабочем диапазоне частот уменьшить синфазные помехи без последствий для полезного сигнала.

Учитывая вышесказанное, компания Würth Elektronik для приложений Ethernet в сочетании с серией трансформаторов WE-STST предлагает семейство синфазных дросселей WE-CNSW [5], которые представляют собой компенсированный линейный фильтр линии передачи данных, обеспечивают высокое подавление синфазного шума на высоких частотах и оказывают малое влияние на высокоскоростные сигналы благодаря высокой симметрии обмотки. Указанные дроссели, кроме высокоскоростных линий передачи данных 10/100/1G/10G Base-T, 10/100 Base-T1, предназначены для интерфейсов USB 3.0, USB 2.0, HDMI, LVDS, а также для применения в IEEE 1394 (FireWire, i-Link — последовательная высокоскоростная шина, предназначенная для обмена цифровой информацией между компьютером и другими электронными устройствами).

Конструктивное исполнение и сравнение по зависимости вносимых потерь в дифференциальном режиме дросселей серии WE-CNSW показаны на рис. 3. Подробнее о безбалансовом измерении параметров рассеяния в смешанном режиме можно узнать в [6], а пример использования синфазных дросселей WE-CNSW для высоко-скоростных линий передачи данных доступен, например, в [7, 8].

Коммерчески доступные варианты исполнения дросселей WE-CNSW представлены в таблице 2.

TVS-диоды

TVS-диоды необходимы в решениях Ethernet для защиты входных каскадов аппаратных средств от электростатических разрядов. Рекомендуется размещать однонаправленные диоды со стороны трансформатора физического уровня PHY¹, а двунаправленные диоды со стороны кабеля (линии). Это связано с характером дифференциальных сигналов с обеих сторон трансформатора.

Еще один важный аспект, который следует упомянуть, касается испытания напряжения изоляции. Чтобы не повредить компоненты во время испытания, например диоды TVS, они могут быть удалены из цепи перед испытанием в соответствии с разделом 5.4.9 стандарта IEC 62368²: «Во избежание повреждения компонентов или изоляции, не подвергаемых данному испытанию, разрешается отсоединять интегральные схемы и другие аналогичные элементы, а также использовать экви-

¹ PHY — это аббревиатура от *англ.* Physical layer (физический уровень) — интегральная схема, предназначенная для выполнения функций физического уровня сетевой модели OSI. Микросхемы PHY позволяют другим микросхемам канального уровня, называемым MAC, подключиться к физической среде передачи данных.

² Цитируется по п. 5.4.11 «Испытание на электрическую прочность» действующего на территории Российской Федерации стандарта ГОСТ IEC 62368-1-2014 «Аудио-, видеоаппаратура, оборудование информационных технологий и техники связи. Часть 1. Требования безопасности (с поправкой)» [9], который идентичен международному стандарту IEC 62368-1 в редакции 2010 года «Audio/video, information and communication technology equipment — Part 1: Safety requirements».

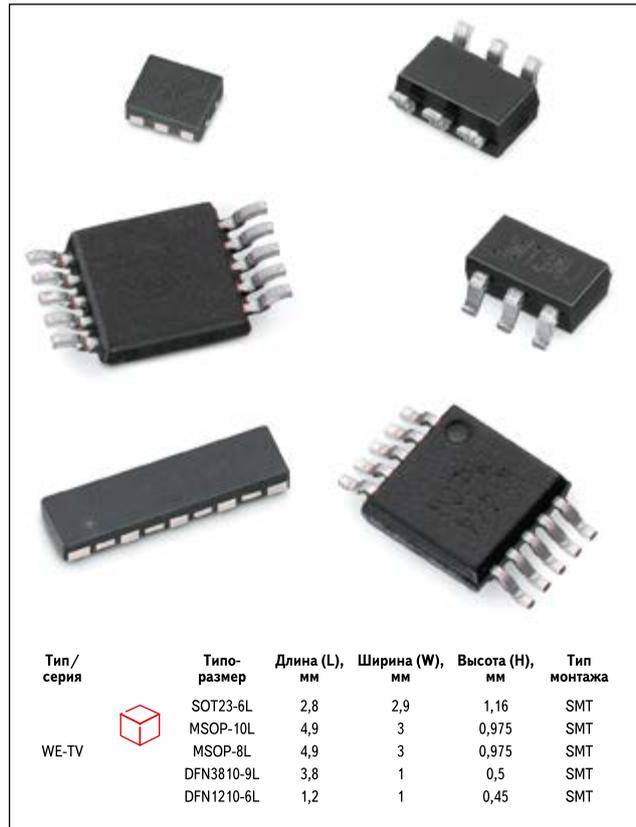


Рис. 4. Доступные для заказа варианты исполнения TVS-диодов серии WE-TV компании Würth Elektronik

потенциальное соединение». И далее: «Необходимо отключать компоненты, образующие путь для постоянного тока, параллельный испытываемой изоляции, например разрядные резисторы для конденсаторов фильтров и устройства ограничения напряжения».

Коммерчески доступные варианты исполнения TVS-диодов серии WE-TV от компании Würth Elektronik, рекомендованные для решений Ethernet, представлены в таблице 3, а конструктивное исполнение TVS-диодов для высокоскоростных сигнальных линий из серии WE-TVS [10] приведено на рис. 4.

Подробности использования TVS-диодов серии WE-TV компании Würth Elektronik для защиты высокоскоростных линий передачи данных доступны в [7, 8].

Конденсаторы

Конденсаторы в решениях Ethernet используются совместно с индуктивными элементами — LAN-трансформаторами и синфазными дросселями. Здесь для уменьшения помех, вызванных синфазными токами, а также для снижения восприимчивости к помехам от неиспользуемых пар проводов на клеммах разъема интерфейса при подключении используется терминирование (окончание, патент 1990-х гг.) Роберта Смита (BobSmith termination), обеспечивающее гальваническую развязку по напряжению постоянного тока между электроникой платы и сетевым кабелем. Средний вывод изолированной обмотки трансформатора заканчивается нагрузочным рези-

Таблица 3. Доступные для заказа варианты исполнения TVS-диодов серии WE-TV компании Würth Elektronik, рекомендованных для решений Ethernet

Номер изделия для заказа	Серия	Рабочее напряжение канала, В
824 014	WE-TVS	5
824 012 823	SuperSpeed Series	3,3

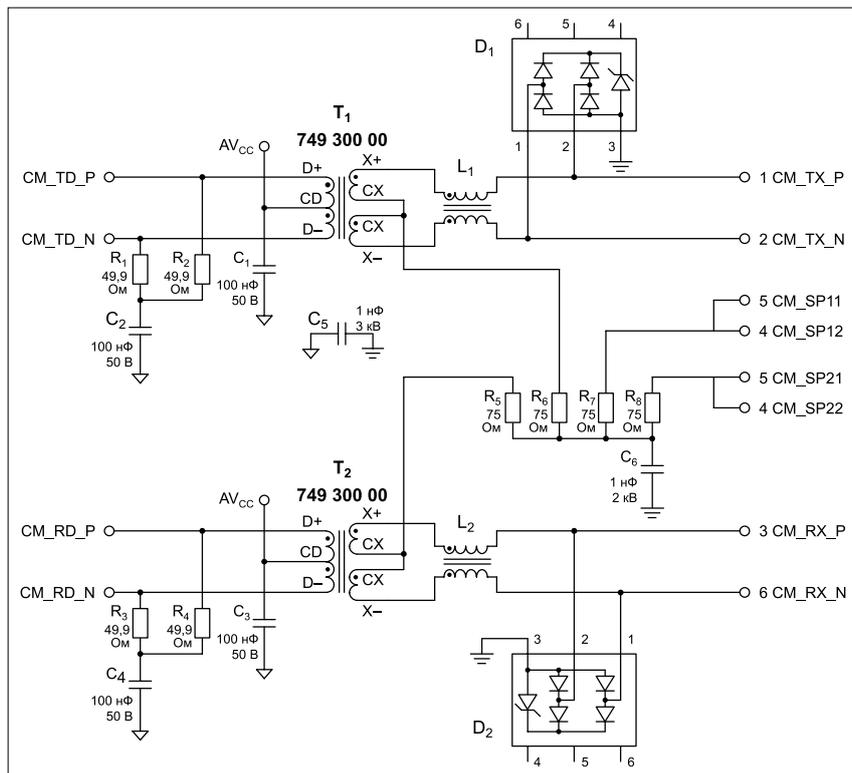


Рис. 5. Схема решения Ethernet с PHY, работающей в токовом режиме

Примечание: R_1 , R_2 , R_3 и R_4 уже могут быть включены в PHY или указаны в спецификации PHY; обычно с 49,9 Ом.

стором с номинальным значением сопротивления 75 Ом и, учитывая требования по минимальным габаритам и низкой собственной индуктивности, многослойным керамическим конденсатором (MLCC) с типичным значени-

ем емкости в пределах 1000–2000 пФ, который подключается к заземлению шасси (подробно в [11]). Соответственно, согласно требованиям по безопасности конденсаторы должны быть рассчитаны на рабочее напряжение 2 кВ. Аналогич-

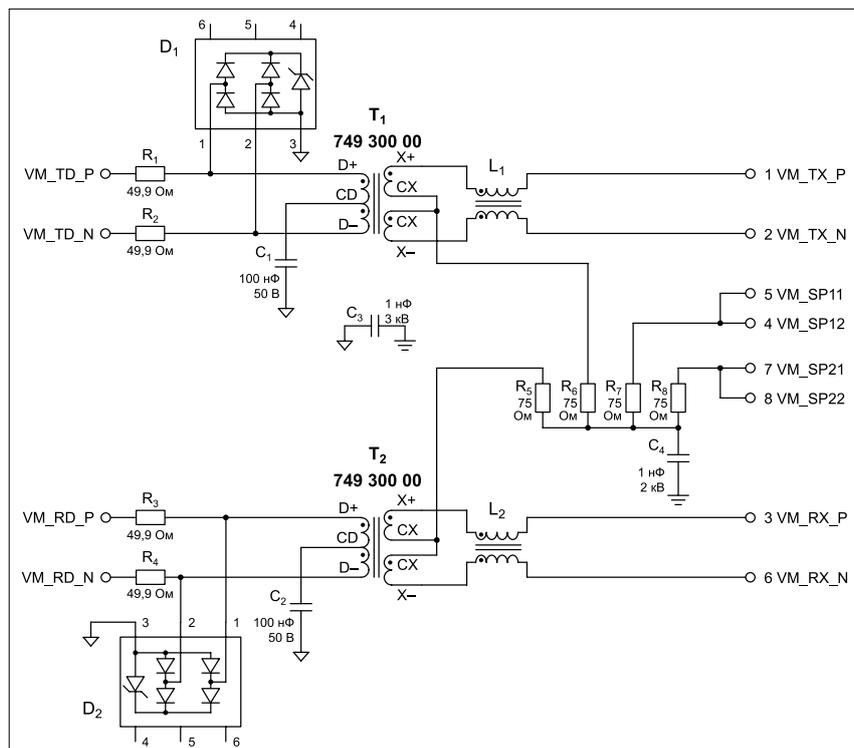


Рис. 6. Схема решения Ethernet с PHY в режиме управления по напряжению

Примечание. R_1 , R_2 , R_3 и R_4 уже могут быть включены в PHY или указаны в спецификации PHY; обычно с 49,9 Ом.

Таблица 4. Доступные для заказа варианты исполнения конденсаторов серий WCAP-CSMH и WCAP-CSGP компании Würth Elektronik, рекомендованные для решений Ethernet

Номер изделия для заказа	Серия	Рабочее напряжение, кВ
885 342 208 024	WCAP-CSMH 1206	2
885 342 210 004	WCAP-CSMH 1808	3
885 012 205 084	WCAP-CSGP 0402	50 В

ный конденсатор используется и в целях помехоподавления и включается между гальванически изолированными «землями».

В конкретных решениях с другой стороны центральные ответвления будут подключаться через конденсаторы либо к VCC микросхемы физического уровня, либо к общему проводу (условно «земле»). В рассматриваемых вариантах подключение к AVCC (рис. 5) или общему проводу, «земле» (рис. 6), будет зависеть от используемой микросхемы драйвера PHY, которая может работать в режиме напряжения или тока. В данном случае со стороны драйвера, также учитывая требования по минимальным габаритам и низкой собственной индуктивности, используются многослойные керамические конденсаторы (MLCC), но с рабочим напряжением 50 В. На рис. 5 и 6 видно, как соединены центральные ответвления, в зависимости от режима микросхемы физического уровня.

Коммерчески доступные от компании Würth Elektronik варианты исполнения конденсаторов серий WCAP-CSMH [12] и WCAP-CSGP [13], рекомендованные для решений Ethernet, представлены в таблице 4.

ТРЕБОВАНИЯ К РАЗВОДКЕ ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЫ

На рынке представлены драйверы физического уровня, работающие как в режиме по напряжению, так и по току. Для их сопряжения индуктивные элементы, во избежание электромагнитных помех из-за подключения длинных проводящих дорожек в устройстве, должны быть размещены как можно ближе к разъему. Длина этих трасс не должна превышать 25 мм с импедансом 50 Ом относительно «земли» и дифференциальным сопротивлением 100 Ом. TVS-диоды должны быть размещены на стороне подключения изолирующего трансформатора к интерфейсу с другой стороны, поскольку их размещение на стороне разъема может привести к сбоям при испытании напряжения изоляции.

При проектировании печатных плат для приложений с дифференциальными сигналами, таких как Ethernet, необходимо соблюдать несколько основных правил:

- Дифференциальные сигнальные линии должны быть как можно короче — это необходимо, чтобы избежать паразитных эффектов, которые могут повлиять на целостность сигнала. Их максимальная длина не должна превышать 100 мм.
- Дифференциальные сигнальные линии должны проходить параллельно друг другу с расстоянием не менее 0,5 мм и располагаться симметрично. Передающая и приемная пары должны находиться на разных слоях, между которыми должна быть заземляющая плоскость, во избежание взаимной связи.
- Длина линий дифференциальных сигналов должна быть одинаковой или максимально похожей, чтобы не допустить сдвигов синхронизации относительно друг друга и синфазных помех. Рекомендуется максимальная разница 1,25 мм.
- Следует избегать углов на 90°. Вместо этого лучше использовать углы в 45°, так как они сокращают электрический путь сигнала.
- Ширина печатных проводников должна быть постоянной для поддержания характеристического сопротивления 100 Ом.
- Индуктивные компоненты генерируют магнитное поле в непосредственной близости. Поэтому производители микросхем PNY рекомендуют минимальное расстояние 25 мм между индуктивными компонентами и микросхемой.
- В случае комбинации разъемов RJ-45 и дискретных индуктивных компонентов последние должны располагаться на расстоянии не более 25 мм от разъема. В случае если из-за ограничений компоновки расстояние должно быть больше, импеданс линий подключения всегда должен быть близок к 100 Ом.

Подробнее о проектировании печатных плат с высокоскоростными сигналами с учетом выполнения требований по соблюдению целостности сигналов можно ознакомиться в [14].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

LAN-трансформатор — это только полдела, для выполнения требований по целостности сигналов при проектировании Ethernet нужна и соответствующая области применения обвеска, при выборе которой необходимо учитывать, в частности, следующие моменты:

- Такое же высокое качество всех остальных компонентов в схеме интерфейса, как и у трансформатора.

- Соответствующая области применения разводка и компоновка печатной платы (следует учитывать импедансы, перекрестные помехи, симметрии, изоляцию слоев платы).
- Соответствующий корпус и опорная плоскость заземления.
- Соответствующий разъем RJ-45 (экранирование и заземление при необходимости).
- Развязка устройства от источника питания. 

ЛИТЕРАТУРА

1. Bustos J., Robert Schillinger, Mark S., Chen A. QuickGuidefor WE-STST designs. SupportNote. SN016a. 2020–07–03. www.we-online.de/katalog/media/o179578v410%20SN016a%20EN.pdf
2. WE-STST SuperTinySignalTransformer. www.we-online.com/catalog/en/WE-STST
3. WE-STST SuperTinySignalTransformer ORDER CODE 74930000. Würth Elektronik eiSos GmbH&Co. KGEMC &InductiveSolutions. www.we-online.com/catalog/datasheet/74930000.pdf
4. WE-STST SuperTinySignalTransformer ORDER CODE74930100. Würth Elektronik eiSos GmbH&Co. KGEMC &InductiveSolutions. www.we-online.com/catalog/datasheet/74930100.pdf
5. WE-CNSW HF SMT CommonModeLineFilter. www.we-online.com/catalog/en/WE-CNSW-HF
6. Рентюк В. Измерение параметров рассеяния в смешанном режиме без симметрирующего устройства // СВЧ-электроника. 2019. № 3.
7. Шиллингер Р., Блейки Р. Эффективная фильтрация и защита порта USB 3.1. Часть 1 // Компоненты и технологии. 2019. № 8.
8. Шиллингер Р., Блейки Р. Эффективная фильтрация и защита порта USB 3.1. Часть 2 // Компоненты и технологии. 2019. № 9.
9. ГОСТ IEC 62368-1-2014 «Аудио-, видеоаппаратура, оборудование информационных технологий и техники связи. Часть 1. Требования безопасности (с поправкой)». www.docs.cntd.ru/document/1200113335
10. WE-TVS TVS Diode — SuperSpeed Series. www.we-online.com/catalog/en/WE-TVS-SS
11. Ценкнер Х. LAN-трансформатор: как правильно выбрать и использовать // Компоненты и технологии. 2019. № 7.
12. WCAP-CSMH MLCCsMidandHighVoltage. www.we-online.com/catalog/en/WCAP-CSMH/?sq=WCAP-CSMH
13. WCAP-CSGP MLCCs 50 V (DC) GeneralPurpose. www.we-online.com/catalog/en/WCAP-CSGP-50VDC/?sq=WCAP-CSGP
14. Уайтм К. Особенности конструирования печатных плат с выполнением требований по ЭМС // Компоненты и технологии. 2019. № 6.

ПРЕИМУЩЕСТВА СВЕТОДИОДНОГО ОСВЕЩЕНИЯ ДЛЯ СЕЛЬСКОГО ХОЗЯЙСТВА

Д-Р РИЧАРД БЛЭЙКИ (DR. RICHARD BLAKEY)

В статье рассматривается автоматизация процессов вычисления резистора для светодиода в программном комплексе Color and Code.

ВВЕДЕНИЕ

Благодаря экономической эффективности и способности обеспечить постоянный спектр, адекватный для роста растений, газоразрядные лампы стали современным промышленным стандартом искусственного освещения теплиц [1]. Светодиоды в качестве источников света для выращивания растений имеют множество преимуществ, однако препятствия, возникавшие на начальных этапах использования светодиодов, в первую очередь стоимость и световой поток, ограничивали их применение в сельском хозяйстве. Тем не менее быстрый прогресс в разработке и производстве светодиодов сократил разрыв с традиционными газоразрядными лампами. В настоящее время светодиоды становятся экономически выгодной альтернативой, особенно для высокоценных культур [2], и по мнению некоторых специалистов, происходит «монументальный перелом» [3]. Ниже мы сравним преимущества светодиодов и традиционных газоразрядных ламп с точки зрения применения

в сельском хозяйстве. Хотя их свойства рассматриваются в разных разделах, они тесно взаимосвязаны. Улучшение одной характеристики негативно сказывается на других. Для ознакомления с рекомендациями по использованию светодиодов в сельском хозяйстве обратитесь к документу «ANO002 LEDs — The Future of Horticultural Lightin» [14].

СВЕТОВОЙ ПОТОК

Первоначально световой поток светодиодов был слишком низким для практического применения в сельском хозяйстве, он больше подходил для световых индикаторов и подсветки панелей управления. Благодаря увеличению светового потока, который на данный момент могут излучать светодиоды, объединенные в группы, их фотосинтетический фотонный поток (ФФП) сравним с потоком газоразрядных ламп. Световой поток обычно выражается в люменах, поскольку люди воспринимают свет в соответствии с чувствительностью глаза. Однако фотосинтез и рост растений определяется фотонами, и потому

для них оценивают величину ФФП. Это особенно важно при сравнении светодиодов, которые могут излучать свет определенных длин волн. Поскольку энергетика излучения обратно пропорциональна длине волны, «красные фотоны» обладают более низкой лучистой энергией, в результате чего генерируется больше фотонов на единицу энергии. Это означает, что, хотя синие светодиоды имеют более высокий поток излучения, чем красные, разница в их ФФП намного меньше (рис. 1). Трудно сравнивать световой поток источников света на основе светодиодов и газоразрядных ламп из-за ряда факторов, включая количество светодиодов, характерную диаграмму пространственного распределения силы света устройств (светодиоды являются направленными источниками, в то время как газоразрядные лампы имеют широкую диаграмму излучения) и использование отражателей и линз. Цель состоит в том, чтобы максимизировать передачу излучаемого света от источника света к листьям растения. Поэтому может быть интереснее рассмо-

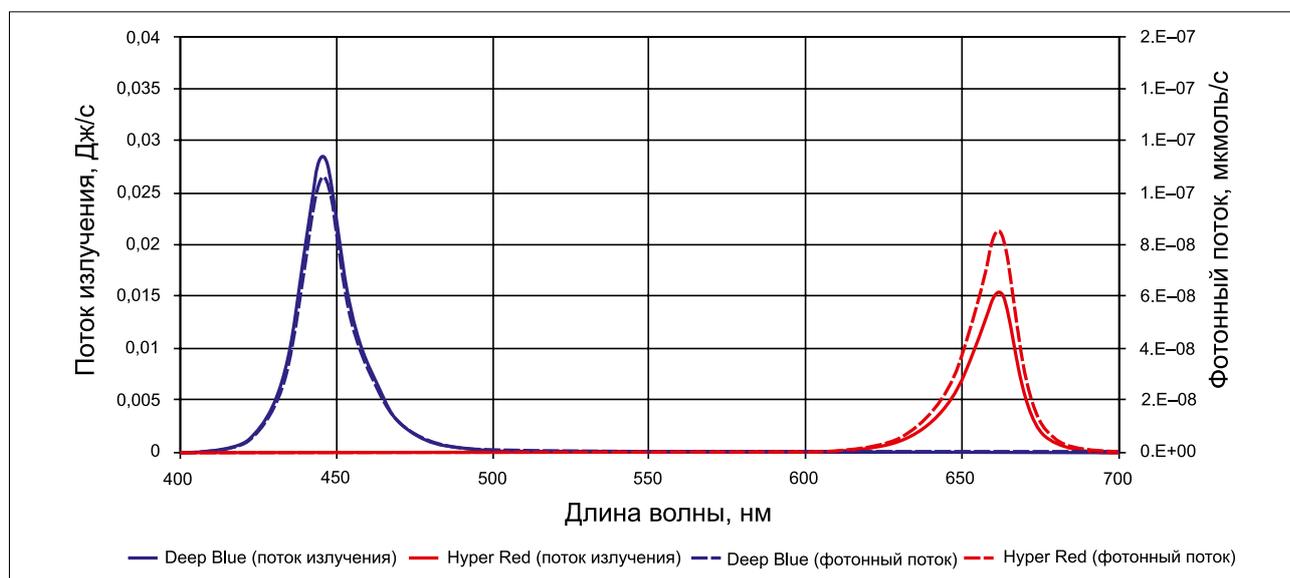


Рис. 1. Сравнение ФФП и потока излучения для WL-SMDC Deep Blue (150 353 DS7 4500) и Hyper Red (150 353 HS7 4500)

треть, как именно свет доставляется растениям. Не существует идеальной схемы распределения излучения, но есть такие, которые больше подходят для определенных конфигураций теплиц. Для управления диаграммой излучения в устройствах на основе газоразрядных ламп и фокусирования света на зоны роста растений могут применяться прецизионные потолочные светильники и линзы. Это необходимо в небольших теплицах с растениями, расположенными на относительно большом удалении друг от друга. Таким образом, при установке подвесных светильников можно достичь эффективности использования фотонов свыше 90%, независимо от источника света. Но с помощью светодиодного освещения, применяемого в междурядьях, удается достичь показателя около 100% [4]. Тепло, генерируемое светильниками с газоразрядными лампами, делает невозможным освещение в непосредственной близости от растений.

ЭФФЕКТИВНОСТЬ

Потенциальная эффективность светодиодов [5] по сравнению с традиционными источниками освещения давно признана [6]. Она связана с низкими потерями в виде тепла, означающими, что большая часть электричества идет на генерацию света. Кроме того, это говорит о том, что источник света можно расположить очень близко или даже между растениями. Эффективность (степень преобразования электрической энергии в оптическую) источников света обычно выражается в виде отношения потока излучения (Вт) к потребляемой электрической мощности (Вт) или световой отдачи, выраженной в виде отношения светового потока (лм) к потребляемой электрической мощности (Вт), но для сельского хозяйства используется фотонная эффективность (мкмоль/Дж). Это отношение числа излучаемых фотосинтетических фотонов (мкмоль/с) к потребляемой мощности (Вт). Как было сказано выше, ФФП и поток излучения при разных длинах волн светодиодов будут сильно различаться. Хотя синие светодиоды имеют более высокую эффективность преобразования электрической энергии в оптическую, чем красные, различие в фотонной эффективности гораздо меньше (рис. 2).

Ситуация еще больше осложняется тем, что эффективность светодиодов различна для разных материалов, используемых для генерации разных длин волн, а также для разного потребляемого ими тока (рис. 3). Наиболее эффективные цвета светодиодов на основании фотонной эффективности — синий и красный.

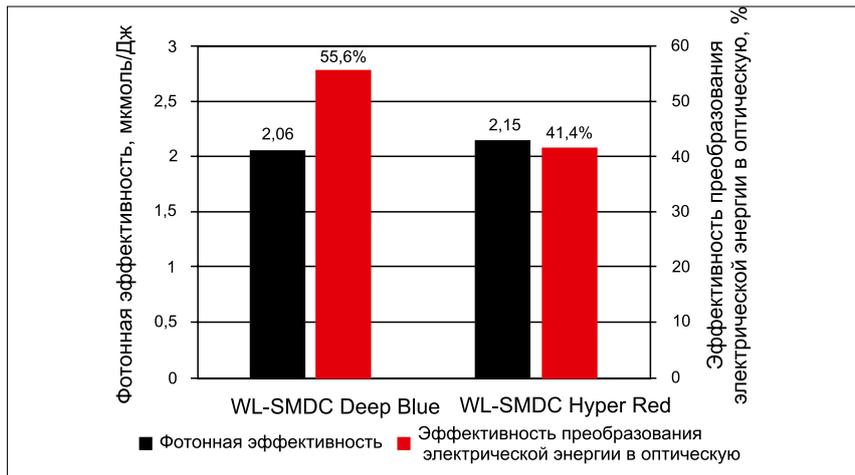


Рис. 2. Сравнение фотонной эффективности и эффективности преобразования электрической энергии в оптическую WL-SMDC Deep Blue (150 353 DS7 4500) и Hyper Red (150 353 HS7 4500)

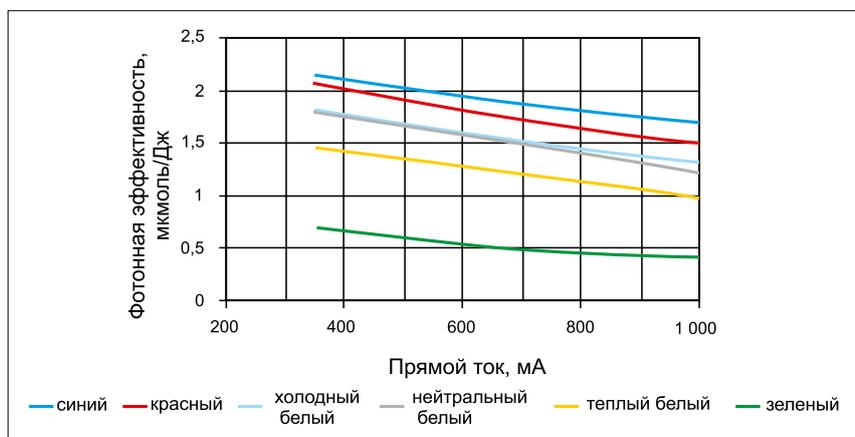


Рис. 3. Типичная фотонная эффективность (мкмоль/Дж) в зависимости от прямого тока (mA)

При непосредственном сравнении газоразрядных и светодиодных источников света основное внимание уделяется эффективности преобразования электрической энергии в фотосинтетически активные фотоны (табл.).

В результате эффективность очень чувствительна к ценам на электроэнергию (рис. 4). Поскольку цена на электроэнергию увеличивается, экономия от внедрения системы светодиодного освещения становится гораздо более значительной.

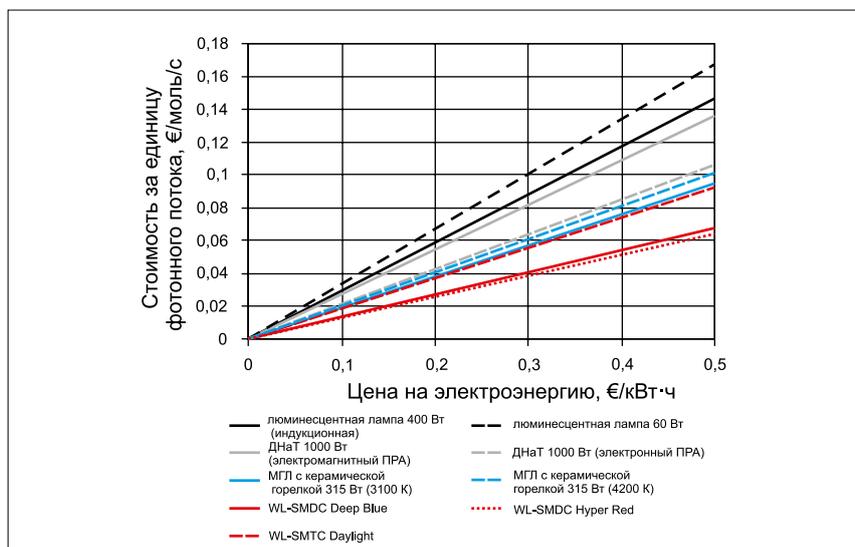


Рис. 4. Цена за единицу ФФП в зависимости от цен на электроэнергию для натриевой лампы высокого давления (серый), металлогалогенной (синий), люминесцентной (черный) и светодиодной (красный) лампы

Таблица. Наиболее эффективные цвета светодиодов на основе фотонной эффективности — синий и красный

Тип источника света	Потребляемая электрическая мощность, Вт	ФФП, мкмоль/с	Фотонная эффективность, мкмоль/Дж
Натриевая лампа высокого давления [7]			
400 Вт (электромагнитный ПРА)	443	416	0,94
1000 Вт (электромагнитный ПРА)	1067	1090	1,02
1000 Вт (электронный ПРА)	1024	1333	1,3
Металлогалогенная лампа с керамической горелкой [7]			
315 Вт (3100 К)	337	491	1,46
315 Вт (4200 К)	340	468	1,38
Люминесцентная лампа [7]			
400 Вт (индукционная)	394	374	0,95
60 Вт	58	48	0,84
Светоизлучающий диод (при 350 мА)			
WL-SMDC Deep Blue (150353DS74500)	1,12	2,31	2,06
WL-SMDC Hyper Red (150353HS74500)	0,84	1,81	2,15
WL-SMTC Moonlight (158353030)	1,12	1,58	1,41
WL-SMTC Daylight (158353050)	1,12	1,69	1,51

КАЧЕСТВО СВЕТА

Что касается качества света, основным преимуществом светодиодов здесь становится возможность регулировки и оптимизации спектра излучаемого света. Эту возможность используют для повышения и улучшения фотосинтетической эффективности и управления фазами развития растений [8], а также для уменьшения количества потерянного света и, следовательно, энергии. Благодаря монохроматическому излучению ряд светодиодов с различными длинами волн применяют для создания «рецептов» света, специфичных для

видов, сортов и фаз роста [9] растений. Это отличает их от газоразрядных ламп, имеющих фиксированный спектр излучения, обеспечивающий достаточное количество света на некоторых длинах волн и в то же время избыточное или недостающее количество на других (рис. 5). Кроме того, излучаемый ими свет нельзя изменить в соответствии с фазой развития растений (рис. 6). В настоящее время существует ряд проектов, в которых для оптимизации спектра (и других параметров) в соответствии со стадией роста растения используется управление с обратной связью. В таких систе-

мах предусмотрены видеокамеры, как правило, в видимом или инфракрасном спектре.

Сегодня весьма интересной темой в выращивании растений является ультрафиолетовая область излучения (УФ-А и УФ-В, 280–400 нм). Солнечный свет на 9% состоит из ультрафиолета (в процентах от ФФП), в то время как в излучении газоразрядных ламп присутствует фиксированный уровень ультрафиолета 0,3–8% (в процентах от ФФП) [10]. С помощью светодиодов очень легко управлять уровнем воздействия. Недостаточный уровень ультрафиолета может привести к остановке развития некоторых видов растений [11]. Кроме того, у газоразрядных ламп излучение в дальнем красном диапазоне спектра (710–740 нм) минимально, светодиоды же способны эффективно его генерировать.

О важности излучения в дальнем красном диапазоне спектра можно прочитать в ANO004 [15]. В светодиодных светильниках обычно не используются зеленые светодиоды (530–580 нм), поскольку считалось, что для фотосинтеза эти длины волн менее значительны. Однако эти длины волн лучше проникают через листву и нужны для механизмов развития и реагирования [12] растений. Свет в этом диапазоне длин волн обычно получают с использованием белых (люминофорных) светодиодов, которые также увеличивают содержание света в синем диапазоне.

СРОК СЛУЖБЫ

При соответствующих температурах, то есть значительно ниже максимальной рабочей температуры, светодиоды могут функционировать до 60 000 ч, что соответствует 9,1, 13,7 и 20,5 года при работе в течение 18, 12 и 8 ч в день. Эти сроки значительно сокращаются, когда светодиоды действуют при более высоких температурах, если повышена температура

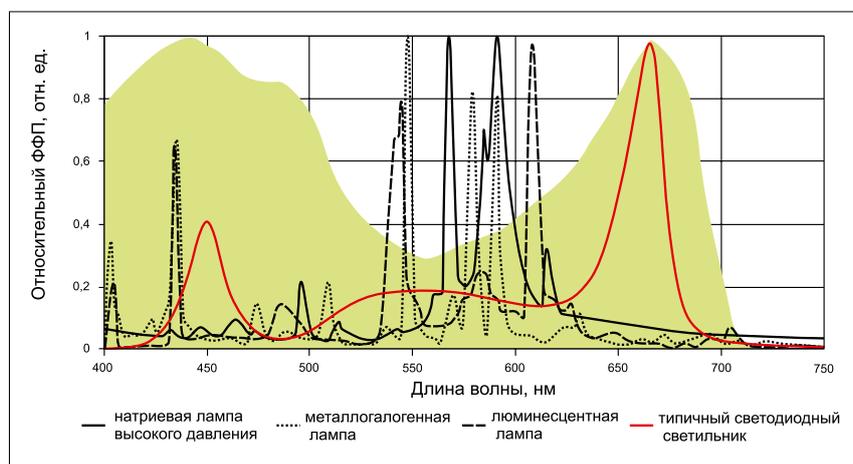


Рис. 5. Типичные спектры излучения источников света, используемых при выращивании растений. Зеленая заштрихованная область представляет спектр фотосинтеза, означающий, что любые пики за его пределами — потраченная впустую энергия

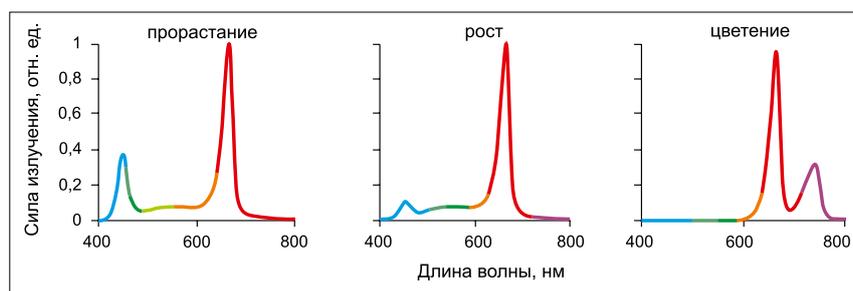


Рис. 6. Возможные «рецепты» света, используемые на разных этапах развития растений

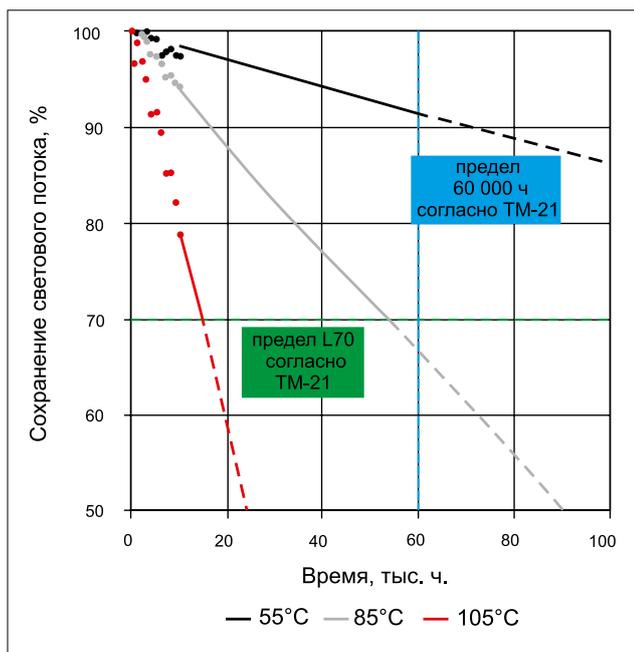


Рис. 7. Типичная деградация светового потока одного типа светодиодов при разных рабочих температурах [13]. Точки представляют измеренные данные, а линии — экстраполяция согласно IES TM-21. Пунктирные линии представляют собой прогноз, выходящий за пределы TM-21

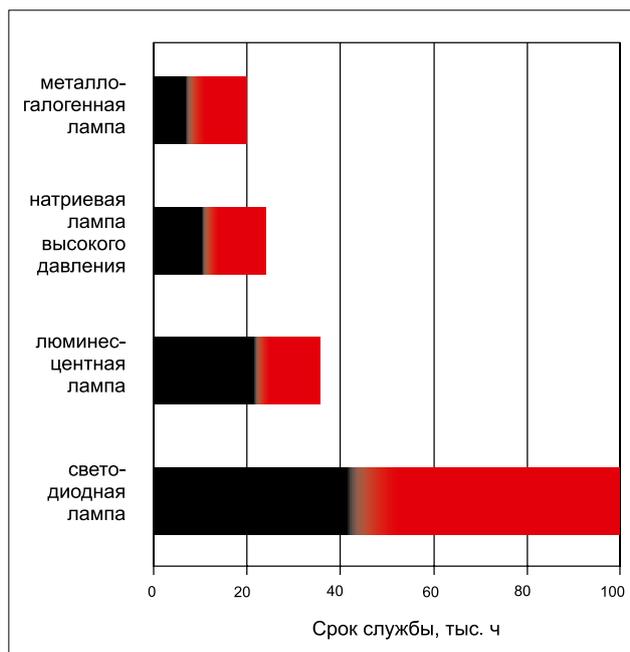


Рис. 8. Сравнение ожидаемого срока службы металлогалогенных ламп, натриевых ламп высокого давления, люминесцентных и светодиодных источников света

окружающей среды, или при питании более высокими токами (рис. 7).

Чем ниже рабочая температура, тем дольше работают светодиоды. Во время срока службы световой поток светодиодов может падать примерно до 70% от первоначального. Однако это снижение очень зависит от рабочей температуры. Из-за относительно высоких инвестиций, необходимых для замены светодиодных светильников, предполагается, что они будут эксплуатироваться до окончания периода их эксплуатации, несмотря на более низкий ФФП в конце срока службы (как у газоразрядных ламп). Замена отдельных светодиодов непозволительно дорога и непрактична в условиях эксплуатации. Однако часто не светодиод становится ограничивающим фактором. В светодиодных светильниках блоки питания, вентиляторы и другие компоненты (прокладки, крепления, корпуса и т. д.) могут выйти из строя задолго до окончания срока действия самих светодиодов. Поэтому для любого производителя светодиодных светильников важно, чтобы вспомогательная электроника была надежной и хорошо функционировала, максимально увеличивая срок службы светильника и соответствуя периоду эксплуатации светодиодов. Натриевые лампы высокого давления с двусторонним цоколем (1000 Вт) имеют ожидаемый срок службы 10 000–24 000 ч (по данным производителя) или 3,7, 5,5 и 8,2 года при использовании в среднем 18, 12 и 8 ч в день соответственно. Тем не менее ожидается, что из-за уменьшения све-

тового потока светильник будет заменен в течение первых пяти лет. Замена лампы увеличивает затраты на техническое обслуживание из-за трудозатрат и расходов на сами лампы. Срок службы металлогалогенных ламп составляет 6000–20 000 ч, а у люминесцентных (T-5 и T-8) достигает 20 000–36 000 ч. Опять же, из-за падения светового потока ожидается, что лампы будут заменены еще до наступления максимального срока. Сравнение сроков службы источников света можно увидеть на рис. 8.

ФИЗИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА И ВОЗДЕЙСТВИЕ НА ОКРУЖАЮЩУЮ СРЕДУ

Небольшие размеры светодиодов и светильников на их основе в сочетании с низкими рабочими температурами позволяют размещать их в местах, где газоразрядные лампы установить невозможно, например в непосредственной близости от растений, кроме того, это означает, что оператор не может получить ожоговые травмы. Низкая рабочая температура также позволяет полностью или частично заключать светодиодные светильники в кожух, делая их водонепроницаемыми. Благодаря своей конструкции светодиоды значительно более устойчивы к ударам, что снижает риск повреждения при установке и транспортировке ламп и светильников. При их изготовлении не используется стекло, которое может легко разбиться и привести к травме. В отличие от газоразрядных ламп светодиоды соответствуют требованиям RoHS,

то есть не содержат ртути, предполагающей специальную утилизацию. К тому же они не генерируют ультрафиолетовое излучение (если это не предусмотрено специально), как это может происходить с газоразрядными лампами в случае их повреждения. Поскольку светодиоды способны работать вблизи листового полога и излучать только определенные длины волн, используемые растениями, гораздо меньше света тратится впустую и, следовательно, сокращается потребление электроэнергии.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В последние годы эффективность светодиодов значительно возросла. Действуя при оптимальной температуре, с хорошо разработанным источником питания и оптимизированным спектром, светодиодные источники света могут конкурировать с газоразрядными лампами, а в ближайшем будущем и пре-

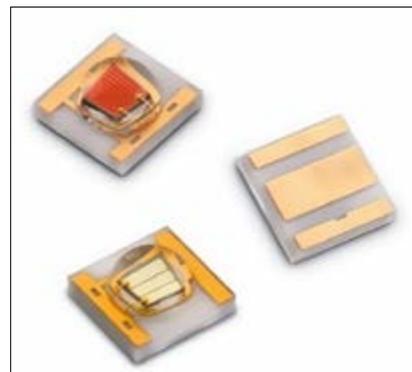


Рис. 9. Würth Elektronik WL-SMDC SMD монохромный керамический светодиод Waterclear

взойдут их. Компания Würth Elektronik предлагает семейство монохромных керамических светодиодов WL-SMDC SMD Waterclear (рис. 9). Семейство WL-SMDC было расширено за счет светодиодов с длинами волн 450 нм (Deep Blue), 660 нм (Hyper Red) и 730 нм (Far Red), оптимизированных для соответствия спектрам поглощения фотосинтетических пигментов. В дополнение к существующим светодиодам WL-SMDC, WL-SMTC, WL-SUMW и WL-SIMW возможен подбор комбинаций, удовлетворяющих требованиям конкретной сельскохозяйственной культуры. ➔

ЛИТЕРАТУРА

1. Gómez C., Morrow R. C., Bourget C. M., Massa G. D., Mitchell C. A. Comparison of Intracavity Light-emitting Diode Towers and Overhead High-pressure Sodium Lamps for Supplemental Lighting of Greenhouse-grown Tomatoes // *HortTechnology*. 2013. Vol. 23. No. 1.
2. Dzakovich M. P., Gómez C., Mitchell C. A. Tomatoes Grown with Light-emitting Diodes or High-pressure Sodium Supplemental Lights have Similar Fruit-quality Attributes // *HortScience*. 2015. Vol. 50. No. 10.
3. Morgan Pattison P., Hansen M., Tsao J. Y. LED lighting efficacy: Status and directions. *Comptes Rendus Phys.*, 2017.
4. Frantz J. M., Joly R. J., Mitchell C. A. Intracavity Lighting Influences Radiation Capture, Productivity, and Leaf Senescence in Cowpea Canopies // *J. Am. Soc. Hortic. Sci.* 2000. Vol. 125. No. 6.
5. Santhanam P., Gray D. J., Ram R. J. Thermoelectrically Pumped Light-Emitting Diodes Operating above Unity Efficiency // *Phys. Rev. Lett.* 2012. Vol. 108. No. 9.
6. Bergh A. A., Dean P. J. Light-emitting diodes, 1976.
7. Nelson J. A., Bugbee B. Economic Analysis of Greenhouse Lighting: Light Emitting Diodes vs. High Intensity Discharge Fixtures // *PLoS One*. 2014. Vol. 9. No. 6.
8. Yang Z.-C., Kubota C., Chia P.-L., Kacira M. Effect of end-of-day far-red light from a movable LED fixture on squash rootstock hypocotyl elongation // *Sci. Hortic.* (Amsterdam). 2012. Vol. 136.
9. Massa G. D., Kim H.-H., Wheeler R. M., Mitchell C. A. Plant Productivity in Response to LED Lighting // *HortScience*. 2008. Vol. 43. No. 7.
10. Nelson J. A., Bugbee B. Spectral characteristics of lamp types for plant biology. Poster session presented at: NCERA Annual Meeting, 2013.
11. Craver J. K., Miller C. T., Williams K. A., Bello N. M. Ultraviolet Radiation Affects Intumescence Development in Ornamental Sweetpotato (*Ipomoea batatas*) // *HortScience*. 2014. Vol. 49. No. 10.
12. Kong S.-W., Chung H.-Y., Chang M.-Y., Fang W. The Contribution of Different Spectral Sections to Increase Fresh Weight of Boston Lettuce // *HortScience*. 2015. Vol. 50. No. 7.
13. Royer M. Lumen Maintenance and Light Loss Factors: Consequences of Current Design Practices for LEDs, 2013.
14. www.we-online.com/web/en/electronic_components/produkte_pb/application_notes/ano002_leds_thefutureofhorticulturallighting.php
15. www.we-online.com/web/en/electronic_components/produkte_pb/application_notes/ano004_leds_dasphytochromsystem.php

ФИТОХРОМНАЯ СИСТЕМА: ДЛЯ ЧЕГО НУЖЕН ДАЛЬНИЙ КРАСНЫЙ?



ИОГАН ВАЛДХЕРР (JOHANN WALDHERR), Д-Р РИЧАРД БЛЭЙКИ (DR. RICHARD BLAKEY)

В статье идет речь о том, почему так называемый дальний красный имеет важное значение при освещении растений и как его правильно использовать.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время известно, что потребность растений в свете носит более комплексный характер, чем предполагалось ранее. Понимание этого привело к разработке различных светодиодных типов облучателей, отличающихся спектрами излучения от монохроматических до полихроматических. Целесообразность добавления различных длин волн в «рецепты» света еще проверяется экспериментально, но один диапазон спектра игнорировать нельзя — это дальний красный (far-red), который охватывает длины волн 700–800 нм, данный диапазон находится на краю кривой видности человеческого глаза. Было доказано, что воздействие этих длин волн приводит к более активному росту, увеличению биомассы и улучшению органолептических характеристик растений (например, запаха, вкуса, текстуры, цвета). Но почему длины волн, не используемые в фотосинтезе, так сильно влияют на развитие растений? В отличие от людей и животных растения не могут двигаться. Их оседлое существование означает, что без какого-либо влияния извне растения будут расти и жить в одном и том же месте в течение всего своего существования. Из-за этого они должны быть в состоянии выдерживать окружающие условия и выживать, когда их непосредственное окружение меняется на менее благоприятное. Для выживания растений важное значение имеют реакции на ограниченные ресурсы, например воду, питательные вещества и свет, а также суточные и годовые циклы. Для достижения желаемых параметров растений этими реакциями можно манипулировать. В статье идет речь о том, почему эти методы выживания развивались и почему так называемый дальний красный имеет столь важное значение при освещении растений. Для получения сведений об использо-

вании светодиодов в сельском хозяйстве можно обратиться к документу «ANO002 The Future of Horticultural Lighting».

ФОТОРЕЦЕПТОРЫ И ФИТОХРОМНАЯ СИСТЕМА

В основном свет необходим для фотосинтеза — основного механизма растений для преобразования энергии и основного фактора развития, — который преимущественно стимулируется красным и синим светом с помощью хлорофилла в фотосистемах II и I. Здесь важны три фактора:

- сила света — количество фотонов, поступающее в распоряжение растения;
- фотопериодизм, отражающий длительность воздействия;
- качество света, которое определяется длинами волн, падающих на растение.

Кроме этого, свет влияет на ряд других процессов, протекающих в растениях. Каждый процесс может быть связан с фоторецептором, реагирующим на определенный диапазон длин волн. Криптохромы чувствительны к синему/УФ-А-излучению и отвечают за фототропизм и фотоморфогенез, тогда как фоторецепторы, называемые фитохромами,

реагируют на дальнее красное излучение (рис. 1). Фитохромы не похожи на криптохромные рецепторы синего света, поскольку фитохромная система по своей природе зависит от взаимодействия двух длин волн. Система состоит из двух форм фитохромов, различающихся длинами волн поглощения [1]. Pr (красный фитохром) имеет максимум поглощения на длине волны 660 нм, а Pfr (дальний красный фитохром) — максимум поглощения на 730 нм. Интересно, что Pr и Pfr могут обратимо взаимопревращаться в зависимости от соотношения длин волн красного и дальнего красного излучения (рис. 2).

Фоторецепторы Pfr считаются активной формой, конвертируемой из формы Pr в присутствии красного излучения с длиной волны 660 нм. Pfr является физиологически активным, инициирует биологические реакции, но он нестабилен. Это означает, что в случае уменьшения или отсутствия излучения с длиной волны 660 нм он вернется к форме Pr. Форма Pfr также преобразуется в неактивную форму Pr в присутствии дальнего красного излучения с длиной волны 730 нм. Следовательно, это соотношение (качество света) в дополнение ко времени воздействия (фотопериодизму) и общему количеству (силе) излучения

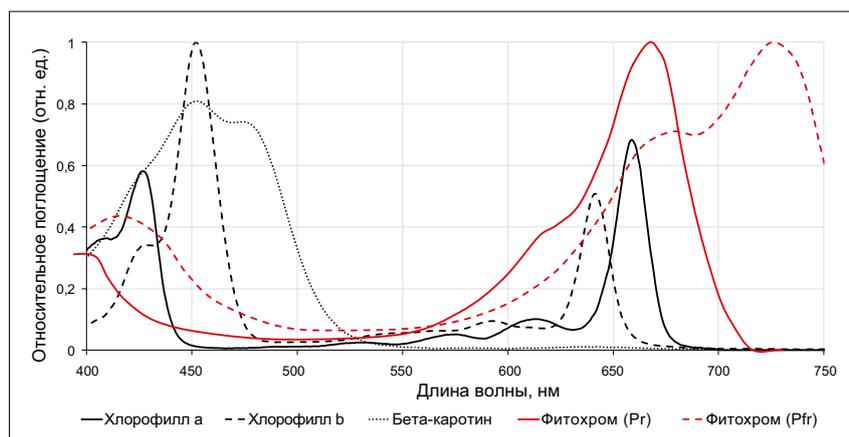


Рис. 1. Типичные спектры поглощения основных пигментов растений

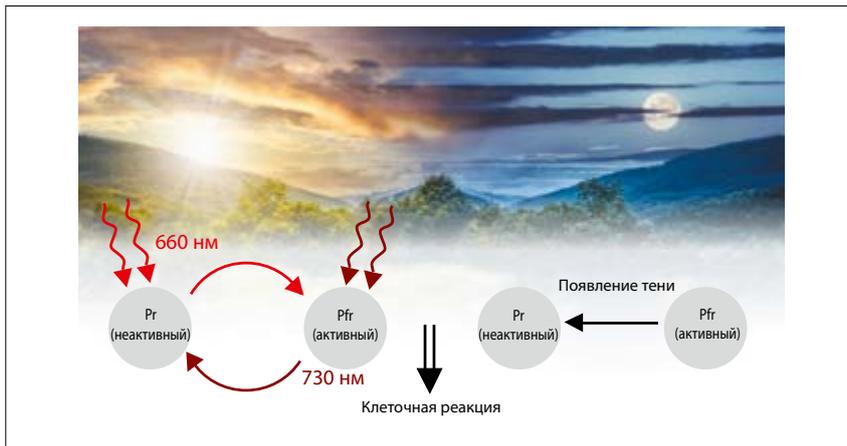


Рис. 2. Функционирование фитохромной системы

красных и дальних красных длин волн, которому подвергается растение, влияет на фитохромную систему. Различные соотношения интенсивности излучения длин волн красного и дальнего красного могут запускать биологические реакции, способные в значительной степени влиять на желаемые параметры растений.

МОРФОЛОГИЧЕСКИЕ РЕАКЦИИ НА КРАСНОЕ И ДАЛЬНЕЕ КРАСНОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ

Фитохромная система контролирует множество молекулярных процессов, влияющих на ряд морфологических изменений, которые позволяют растениям адаптироваться к освещению. Эти реакции на красное и дальнее красное излучение развивались как реакции на окружающую среду и в определенных случаях представляют собой механизмы выживания. Это, в частности, система избегания тени, необходимая в случаях, когда растение не получает достаточно света. Это может быть либо результатом присутствия твердого объекта (скрывающего весь свет), либо других растений (пропускающих свет на некоторых длинах волн). Другая реакция соответствует изменениям освещения в течение дня и года, сопровождающимся изменениями температуры и влажности.

КАЧЕСТВО СВЕТА И ИЗБЕГАНИЕ ТЕНИ

В некоторых экосистемах растения могут размещаться чрезвычайно плотно, а следовательно, конкурировать за ограниченное количество света, необходимое для фотосинтеза. Это может происходить с растениями, растущими одновременно или растущими в тени более высокого растения. Чтобы конкурировать и выживать в такой среде, растения становятся чувствительными к тому количеству тени, которое они получают при использовании фитохромной системы. Красное и дальнее красное излучение, достигающее рас-

тения в конкурентной среде, поступает несколькими путями. Большая часть излучения из дальней красной области либо отражается, либо пропускается растениями, снижая соотношение красного/дальнего красного излучения, достигающего растений в непосредственном окружении. Это может происходить путем отражения света от окружающих растений или как прохождение света через сформированный лесной полог (рис. 3). Соответственно, прошедший или отраженный от листьев свет будет иметь недостаточно красного, но относительно большую долю дальнего красного излучения по сравнению со спектром прямого солнечного света. Соотношение красного и дальнего красного излучения обеспечивает контроль над фитохромной системой, а значит, над реакцией избегания тени у растений, которые не переносят ее или любят солнце. Многочисленные исследования показали, что эти реакции включают ускоренное удлинение гипокотилей, междоузлий и черешков, повышение угла листа к горизонтали и уменьшение ветвления в попытке захватить больше солнечного света и стимулировать фотосинтез [2]. Такое поведение должно



Рис. 3. Пути отраженного и прошедшего излучения красных и дальних красных длин волн в растительных экосистемах

обеспечить выживание растений. Кроме того, реакция избегания тени может вызвать раннее цветение, в результате чего растение замедляет рост и начинает фазу размножения [3]. Практическое применение описанного процесса зависит от желаемых характеристик выращиваемой культуры. При возделывании салата его прорастание подавляется дальним красным светом [4], но важно знать, что реакция прорастания в этом случае зависит от воздействия такого света [5]. Добавление дальнего красного излучения на стадии роста приводит к увеличению роста побегов и корней при большей массе свежих побегов и площади листьев [6]. Эвкалиптовые черенки лучше укореняются при малых соотношениях красного и дальнего красного [7]. Дальний красный свет может увеличить урожайность зеленой фасоли [8] и стимулировать рост томатов [9]. Интересно, что дальнее красное излучение может использоваться и для подавления роста стеблей растений, для которых большая высота нежелательна, что позволяет уменьшить или даже исключить применение ингибиторов роста. Кроме того, фитохромная система контролирует распределение углерода и обмен веществ в развивающихся растениях [10].

ФОТОПЕРИОДИЗМ И СУТОЧНЫЙ РИТМ

Растения также чувствительны к сдвигу длин волн от красного к синему, который происходит на рассвете, и обратному сдвигу на закате. Более того, они могут воспринимать время, когда происходят эти ежедневные события, влияющие на такие процессы растений, как цветение. Как и у большинства жизненных форм, периоды активности и отдыха растений приспособлены к естественным ритмам мира, позволяя растению обычно невыгодно цвести ночью или зимой, поскольку в эти периоды мало активных опылителей или они отсутствуют вовсе. В жизненном цикле растений выделяют вегетативную фазу (рост) и репродуктивную фазу (цветение). Во время как фотосинтез в ходе фазы роста обеспечивает развитие растений, листьев и побегов, в фазе цветения рост практически не происходит. Благодаря развитию цветов растения могут опыляться и приносить плоды или семена. Процесс цветения после его запуска необратим, поэтому время начала данного этапа имеет решающее значение [11]. Целенаправленное влияние на начало формирования цветков играет чрезвычайно важную роль, особенно для производителей декоратив-

ных растений и семян. Для выявления и реагирования на эти изменения ключевой является фитохромная система. Фитохром Pr вырабатывается и накапливается растением в темное время суток. Pfr, генерируемый в течение дня под воздействием дальнего красного излучения, медленно возвращается к неактивной форме Pr (период полураспада = 2,5 ч) в процессе, называемом темновой реверсией. В течение дня форма Pr преобразуется в Pfr, восстанавливая равновесие Pr/Pfr. Поэтому в ночные периоды соотношение Pr/Pfr высокое, а в дневное время — низкое. Влияние реакции фитохромной системы на эти изменения зависит от типа растения. Растения можно разделить на растения длинного дня и растения короткого дня. Растениям короткого дня для цветения необходима фаза темноты, которая не должна прерываться светом. Если этой темной фазы нет, растение не зацветет. И наоборот, растения длинного дня требуют для цветения фазы света (рис. 4) [11].

Гиперкрасный светодиод излучает свет с длиной волны 660 нм в красном диапазоне спектра, а дальний красный светодиод — 730 нм в темно-красном диапазоне спектра. Растение, получающее больше красного света по сравнению с синим, с малым отношением красного/дальнего красного будет интерпретировать это как начало нового дня, что может запустить цветение. Когда отношение увеличивается, растение понимает, что произошел переход ко дню. А когда соотношение снова начинает падать из-за захода солнца, растение чувствует, что день заканчивается, и запускает метаболические и морфологические изменения в рамках скотофильных (ночных) процессов. Продолжительность ночи может сильно влиять на морфологию растения [12].

Практические применения описанных процессов различаются в зависимости от типа возделываемой культуры. С помощью целенаправленных манипуляций с фитохромной системой производители декоративных растений могут назначать дату, когда растения будут готовы к продаже. Это чрезвычайно выгодно, если учесть годовые циклы спроса на свежие декоративные цветы. Такие дни, как День святого Валентина и День матери, когда спрос наиболее высок, находятся, за пределами типичного времени цветения большинства декоративных растений. Но, помимо того, растение можно заставлять цвести несколько раз в год. При искусственном освещении циклы роста/цветения не привязаны к временам года. Поэтому есть возможность выращивания рас-

тения для цветения в условиях слабой зимней освещенности.

Управление спектром позволяет предотвратить цветение в неудобное время, к примеру в течение летних месяцев. Так, модельное растение резуховидка Таля (*Arabidopsis thaliana*) является растением длинного дня, ее цветение задерживается в условиях короткого дня и инициируется при наступлении длинного дня [5]. Хризантема — представитель растений короткого дня. Одновременное цветение может быть достигнуто с фотопериодом 13,5 ч или менее. Если фотопериод длиннее, цветение не происходит [13]. При выращивании срезочных хризантем для получения требуемой длины стебля производители в течение двух-трех недель до включения режима короткого дня поддерживают условия длинного дня [12]. Интересно, что цветение хризантемы подавляется, когда ночной период прерывают гиперкрасным излучением. Это также относится к перилле [14] и пшенице [15]. Следовательно, продолжительность ночного периода может быть более важной, чем продолжительность светового периода. Цветение каланхоэ, растения короткого дня, в основном контролируется с помощью красного излучения [16]. Используя эту информацию, производители растений могут разработать собственный оптимизированный рецепт света для выращиваемых культур.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Фитохромы — это фоторецепторы, обеспечивающие один из наиболее важных способов восприятия растениями окружающей среды. Они ответственны за обнаружение красного и дальнего красного излучения, которое инициирует и управляет различными реакциями растений на разных стадиях их жизненного цикла. Принцип действия фитохромов Pr (660 нм) и Pfr (730 нм) может использоваться для управления многими фотоморфологическими

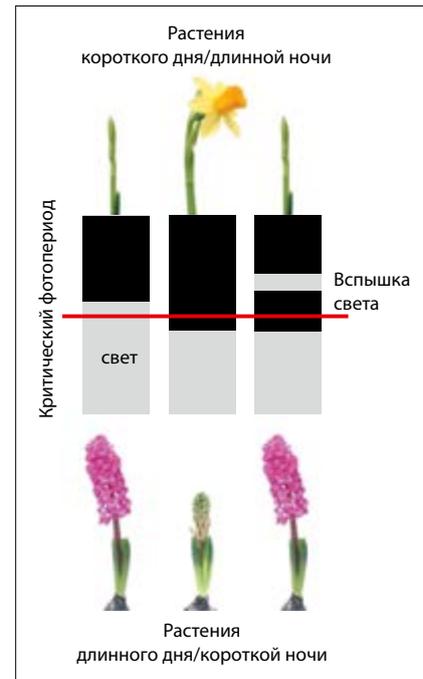


Рис. 4. Влияние красного/дальнего красного фотопериодизма на цветение растений

процессами растений. Точный эффект зависит от вида и сорта конкретного растения. С помощью специальных знаний о растениях такое управление позволяет увеличить желаемые качественные характеристики, что делает необходимым наличие в предназначенных для выращивания растений светильниках источников как красного, так и дальнего красного излучения. Для производителей растений полезно иметь возможность отдельно управлять светодиодами 730 нм и настраивать их в соответствии со своими целями или требуемыми характеристиками выращиваемых растений. В зависимости от решаемых задач целесообразно предусматривать управление светодиодами с длиной волны 730 нм по отдельному каналу.

По этой причине мы для нашей серии светодиодов для сельского хозяйства WL-SMDC Horticulture разработали спе-

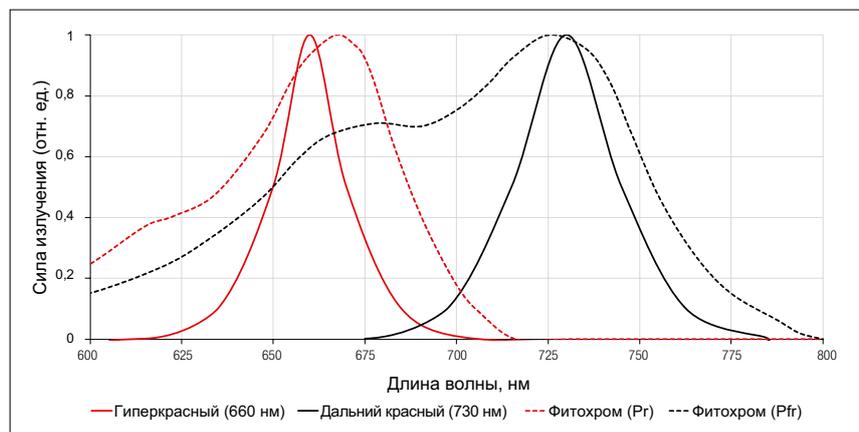


Рис. 5. Спектры поглощения фитохромов Pr и Pfr и спектры излучения керамических светодиодов WL-SMDC гиперкрасного (150353HS74500) и дальнего красного излучения (150353FS74500)

циализированные светодиоды с длинами волн 660 нм (гиперкрасный) и 730 нм (дальний красный). Эти устройства созданы в соответствии с пиками поглощения двух форм фитохрома (рис. 5). ▀

ЛИТЕРАТУРА

1. Li J., Li G., Wang H., Deng X. W. *Phytochrome signaling mechanisms // Arabidopsis Book*. 2011. Vol. 9.
2. Pierik R., de Wit M. *Shade avoidance: phytochrome signalling and other aboveground neighbour detection cues // Journal of Experimental Botany*. 2013. Vol. 65. No. 11.
3. Halliday K. J., Salter M. G., Thingnaes E., Whitelam G. C. *Phytochrome control of flowering is temperature sensitive and correlates with expression of the floral integrator FT // Plant Journal*. 2003. Vol. 33. No. 5.
4. Contreras S., Bennett M. A., Metzger J. D., Tay D., Nerson H. *Red to Far-red Ratio During Seed Development Affects Lettuce Seed Germinability and Longevity // HortScience*. 2009. Vol. 44. No. 1.
5. Wang H., Wang H. *Phytochrome Signaling: Time to Tighten up the Loose Ends // Molecular Plant-Microbe Interactions*. 2018. Vol. 8. No. 4.
6. Lee M.-J., Son K.-H., Oh M.-M. *Increase in biomass and bioactive compounds in lettuce under various ratios of red to far-red LED light supplemented with blue LED light // Horticulture Environment and Biotechnology*, 2016. Vol. 57. No. 2.
7. Hoad S. P., Leakey R. R. B. *Effects of pre-severance light quality on the vegetative propagation of Eucalyptus grandis W Hill ex Maiden — Cutting morphology, gas exchange and carbohydrate status during rooting // Trees — Structure and Function*. 1996. Vol. 10. No. 5.
8. Davis P. A., Burns C. *Photobiology in protected horticulture // Food and Energy Security*. 2016. Vol. 5. No. 4.
9. Kubota C., Chia P., Yang Z., Li Q. *Applications of far-red light emitting diodes in plant production under controlled environments. International Symposium on Advanced Technologies and Management Towards Sustainable Greenhouse Ecosystems*, 2011.
10. Yang Z.-C., Kubota C., Chia P.-L., Kacira M. *Effect of end-of-day far-red light from a movable LED fixture on squash rootstock hypocotyl elongation // Scientia Horticulturae*. 2012. Vol. 136.
11. Tooke F., Ordidge M., Chiurugwi T., Battey N. *Mechanisms and function of flower and inflorescence reversion // Journal of Experimental Botany*. 2005. Vol. 56. No. 420.
12. Song Y. H., Shim J. S., Kinmonth-Schultz H. A., Imaizumi T. *Photoperiodic Flowering: Time Measurement Mechanisms in Leaves // Annual review of plant biology*. 2015. Vol. 66.
13. Kumar S., Singh M. C., Sharma D. *Effect of Photosynthetically Active Radiation (PAR) from LEDs on Growth and Development of Chrysanthemum morifolium Ramat. cv. Zembl // International Journal of Current Microbiology and Applied Science*. 2017. Vol. 6.
14. Oh M. K., Yu S. J., Kim J. T., Oh Y. S. et al. *Flowering Response to Light Intensity and Night Interruption in Perilla // Korean Journal of Crop Science*. 1996. Vol. 40. Iss. 5.
15. Pearce S., Shaw L. M., Lin H., Cotter J. D., Li C., Dubcovsky J. *Night-break experiments shed light on the Photoperiod 1-mediated flowering. Plant Physiology*. 2017.
16. Amaki W., Kunii M. *Effects of light quality on the flowering responses in Kalanchoe blossfeldiana // Acta Horticulturae*. 2015. No. 1107.

ОПТРОНЫ WL-ОСРТ СЕРИИ 816 — ПЕРВАЯ ЛАСТОЧКА КОМПАНИИ WÜRTH ELEKTRONIK

ВЛАДИМИР РЕНТЮК, Rvk.modul@gmail.com

Оптроны всегда пользовались вполне заслуженной популярностью и у разработчиков самой разнообразной радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), и у изготовителей. Достоинства этих устройств — простая, надежная, без хитростей, гальваническая развязка с высоким рабочим напряжением на изоляционном барьере при приемлемых габаритах, низкой проходной емкости и возможность как передачи через барьер импульсных сигналов, так и использования напрямую в регулирующей обратной связи без импульсного промежуточного преобразования. Выпуском этих, зачастую просто незаменимых, а главное — недорогих компонентов занимаются многие компании, в том числе и ведущие бренды рынка. В текущем году со своей дебютной серией оптронов на рынок выходит такой авторитетный производитель электронных компонентов, как группа компаний Würth Elektronik eiSos Group (далее — Würth Elektronik) [1]. Данная статья кратко познакомит читателей с весьма непростой историей появления на свет и выхода на рынок, особенностями и областями применения оптронов, а также предоставит подробную информацию о новых предложениях компании Würth Elektronik.

ЧТО ТАКОЕ ОПТРОН, ЗАЧЕМ ОН НУЖЕН И НЕМНОГО ИСТОРИИ

Оптроны, оптопары, или оптоизоляторы (*англ.* Optoelectronic device, optocoupler или opto-isolator), нельзя отнести к новинкам, они, образно говоря, — «дела давно минувших дней, преданья старины глубокой». Эти устройства стали настолько обычными, что имеет смысл вспомнить их историю, которую упустила даже всезнающая «Википедия».

Идея создания и применения оптронов была впервые предложена в работе Э.Э. Лебнера «Оптоэлектронные устройства» (E. E. Loebner, “Optoelectronic devices network”), опубликованной в 1955 году. В ней была описана конструкция оптрона на основе люминесцентного излучателя, дано его название и представлен целый ряд вполне современных вариантов применения [2]. Но, несмотря на интересные с технической точки зрения возможности таких приборов, их восприняли скорее как очередную экзотику будущего, чем как практическое устройство, способное найти широкое применение уже сегодня. Оно даже не было должным образом запатентовано, поскольку имелись проблемы как в излучателе, так и в приемнике. Тут, как говорится, «вначале было слово».

В общем, оптрон, или, как его еще называют, оптопара — это оптоэлек-

тронный прибор, главными функциональными частями которого изначально выступали (и выступают до сих пор) источник света и фотоприемник, гальванически не связанные между собой, но расположенные внутри общего герметичного корпуса, хотя это и необязательное условие.

Практическое решение оптрона коммерческой направленности, реализованного в виде оптического соединения твердотельного излучателя света (какая догадливость!) с полупроводниковым детектором для гальванической развязки, было предложено, что называется, «прямо под елочку» — 30 декабря 1963 года американцами Иварсом Г. Акменкалнсом, Раймондом Дж. Уилфингером и Аланом Д. Уилсоном [3]. Свою разработку авторы определили как «полупроводниковые устройства, чувствительные к инфракрасному излучению, свету, электромагнитному излучению с более короткой длиной волны или корпускулярному излучению и приспособленные либо для преобразования энергии такого излучения в электрическую энергию, либо для управления электрической энергией с помощью такого излучения». Оцените еще раз деловую хватку!

И хотя как источники электрического света были предложены «электролюминесцентные источники света» в качестве «электрически или оптически связанных

с ними приемников», «полупроводниковое устройство, чувствительное к излучению». Здесь, уже зная про только что полученный патент на светодиод и поймав этот светодиодный тренд, авторы сделали важное уточнение: «управляемое источником или источниками света, источники света и устройства, чувствительные к излучению, все являются полупроводниковыми устройствами, характеризующимися по меньшей мере одним потенциальным или поверхностным барьером, сформированным в или на общей подложке». Таким образом Иварс Г. Акменкалнс со товарищи запатентовал касательно оптронов все что возможно, включая «процессы или устройства, характерные для их производства или обработки, или их части». Так появился прообраз современного оптрона, но в 1963 году это был, повторим, только прообраз. Первая страница патента [3], пусть ненамного, но все же обогнавшего свое время и сыгравшего огромную роль не столько в развитии его идеи, которая была представлена в 1955 году, сколько в ее чисто коммерческом воплощении, показана на рис. 1. И с тех пор здесь мало что кардинально изменилось.

Однако подходящих «источников света в виде полупроводниковых устройств» еще фактически не существовало (первый коммерческий светодиод был разработан только в 1962 году, исто-

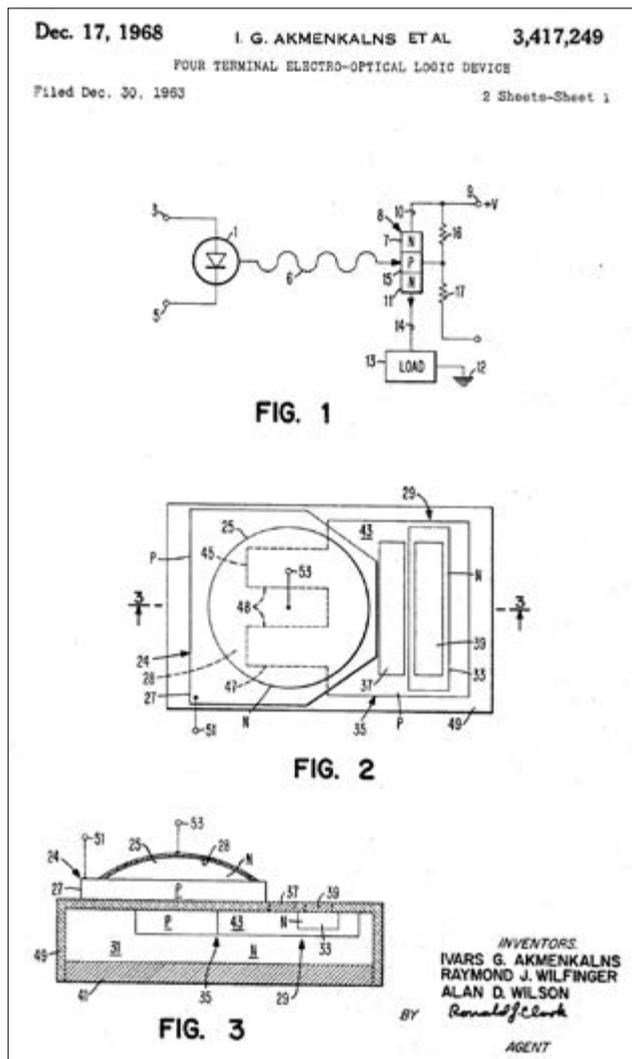


Рис. 1. Первый лист "US patent 3,417,249" на первый коммерческий оптрон H01L31/173 [3]

рия создания и особенности применения в [4]), и для освоения его в массовом производстве требовалось время. Поэтому на рынок вышли оптроны на основе фоторезисторов и миниатюрных ламп накаливания. Разработчики со стажем, включая и автора статьи, еще помнят их советский аналог — серию ОЭП (оптический электронный прибор), пережившего, если не изменяет память, 14 вариантов.

Последующая коммерциализация светодиодной технологии в 1968–1970 годах, с удешевлением и широким распространением светодиодов, в особенности инфракрасных, заменивших неповоротливые лампы накаливания, вызвала бум в оптоэлектронике, и к концу 1970-х годов промышленность начала выпускать уже практически все основные современные типы оптоизоляторов. В большинстве имеющихся на рынке оптоизоляторов используются биполярные кремниевые фототранзисторные датчики (типовые схемы представлены на рис. 2). Они достигают средней скорости передачи данных, достаточной для самого широкого спектра приложений. Что касается быстродействия, то самые быстрые оптоизоляторы используют PIN-диоды в фотопроводящем режиме.

Что же представляет собой современный оптрон? Конструкция современного оптрона со времени оформления патента [3] особо не изменилась, но была усовершенствована; общий вид, а также два коммерческих варианта представлены на рис. 3.

Основное назначение оптронов — обеспечение гальванической развязки между устройствами. Как правило, это

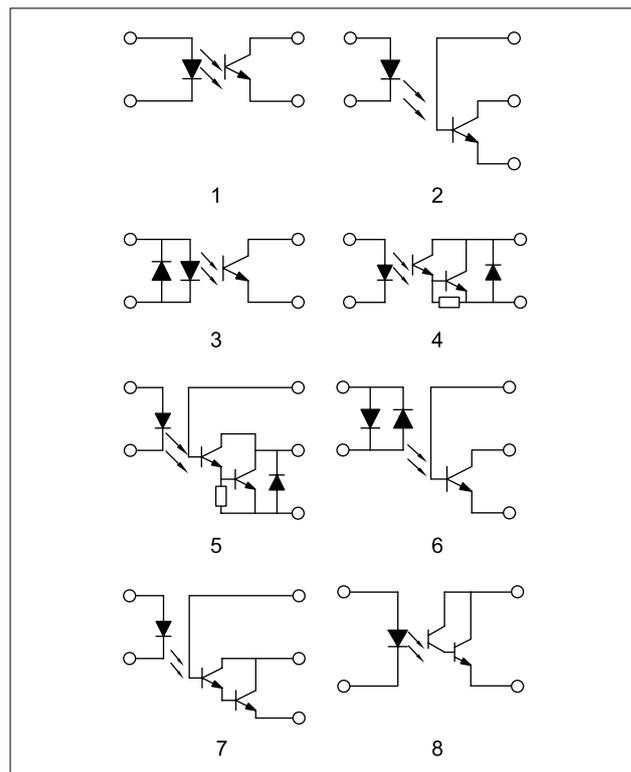


Рис. 2. Типовые внутренние схемы оптронов, используемые в настоящее время [2]

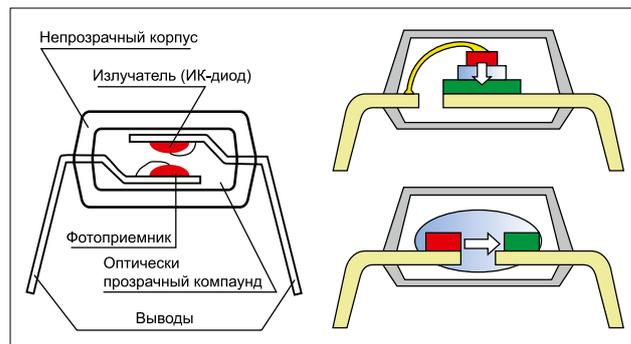


Рис. 3. Варианты конструктивного исполнения современных оптронов — планарный и копланарный

различные интерфейсы, в том числе и достаточно высокоскоростные, схемы регулирующей обратной связи как в низковольтных устройствах (автоматическая регулировка усиления), так и между частями одного и того же устройства, не имеющими общей шины (условно «земли»), — например, в изолированных блоках питания со стабилизацией выходного напряжения. Кроме того, они используются для управления реле, тиристорами (есть тиристоры с уже встроенным оптроном) и верхним плечом мостового коммутатора в инверторах, а также там, где с учетом рисков требуется гальваническая развязка по условиям безопасности, в частности, в медицинской аппаратуре. Одним из экзотических направлений является использование оптронов как генератора ЭДС, для непосредственного управления ключами на МОП-транзисторах. Ранее оптроны применялись в некоторых узлах аналоговых вычислительных машин. Сейчас они широко распространены в промышленной, телекоммуникационной, военной, аэрокосмической аппаратуре и в устройствах бытового назначения. Описание конкретных приложений оптронов выходит за рамки настоящей статьи, но широко представлено в технической литературе и на просторах Интернета.

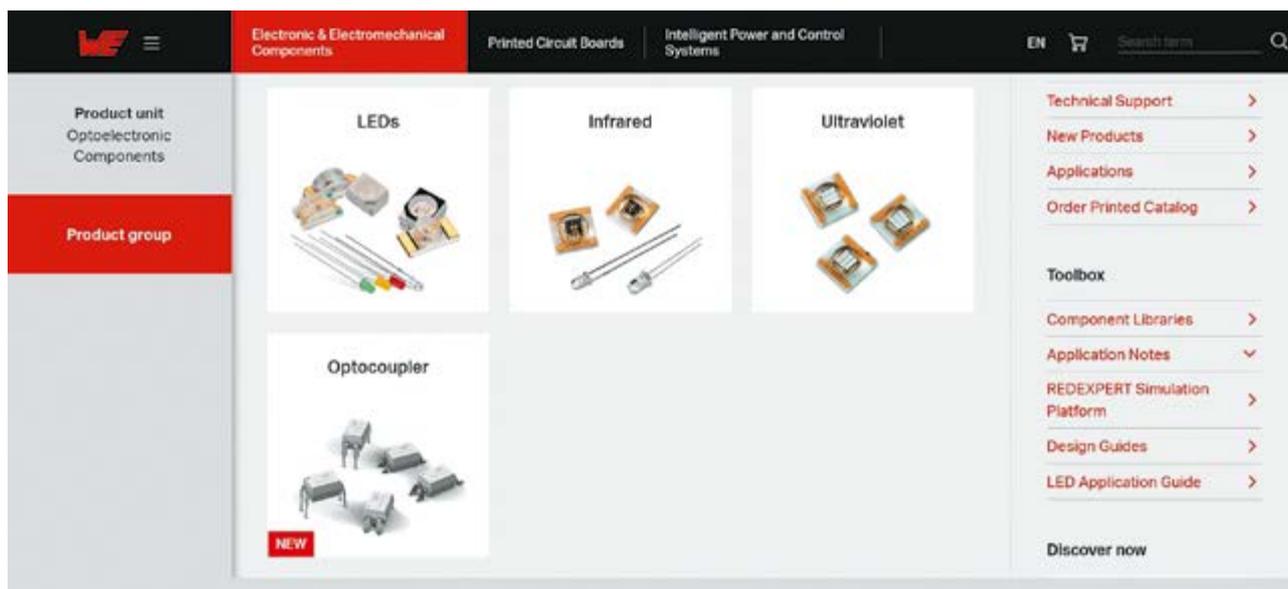


Рис. 4. Optocoupler, New — оптроны, новинка, на сайте компании Würth Elektronik

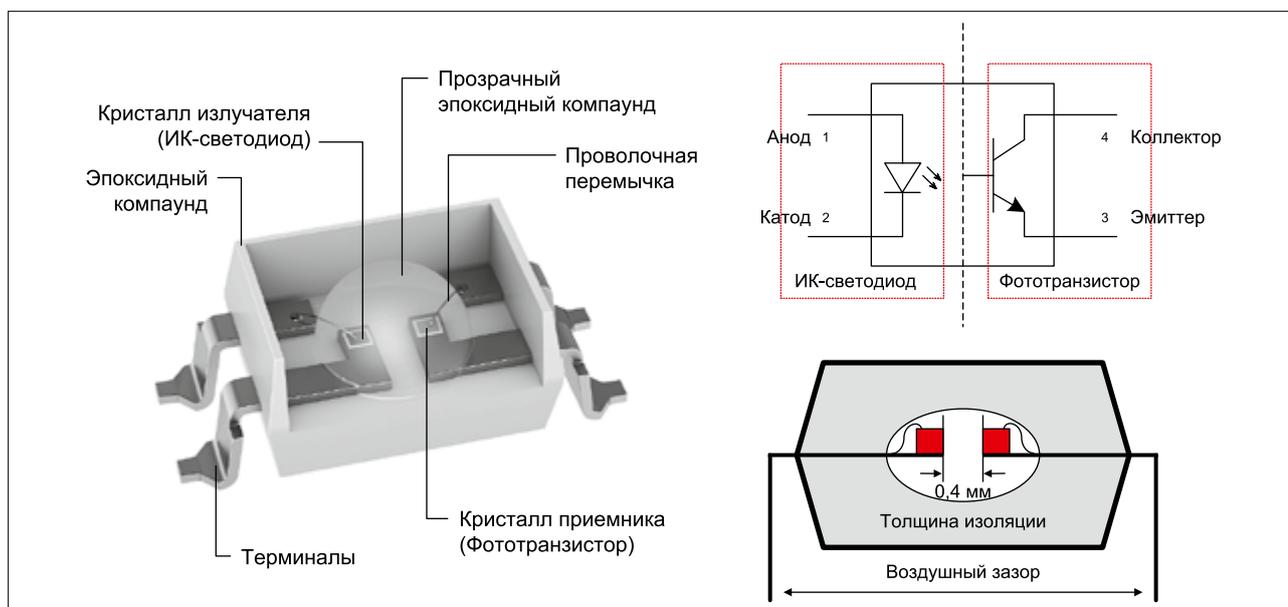


Рис. 5. Конструкция оптрона WL-OCPT серии 816, его схема [6]

За прошедшие годы на рынке появилось много оптронов, большинство из которых являются кронами широко используемых серий 816 и 817, с 80- и 35-В транзисторами соответственно. Однако каждое новое предложение заслуживает внимания и представляет интерес для разработчиков. На этот раз со своим дебютным продуктом, оптроном WL-OCPT серии 816, на рынок вышла такая известная разработчикам самой разнообразной радиоэлектронной аппаратуры компания, как Würth Elektronik.

КОМПАНИЯ WÜRTH ELEKTRONIK И ЕЕ ДЕБЮТ НА РЫНКЕ ОПТРОНОВ

Группа компаний Würth Elektronik eiSos Group в первую очередь известна как производитель электронных и электромеханических компонентов для

электронной промышленности и как технологическая компания, которая предлагает новаторские электронные решения. Würth Elektronik — один из крупнейших европейских изготовителей пассивных компонентов, работающий в 50 странах. Ассортимент продукции включает компоненты для обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС), катушки индуктивности (включая дроссели), трансформаторы, радиочастотные компоненты, варисторы, конденсаторы, резисторы, кварцы, генераторы, силовые модули, компоненты для устройств беспроводной передачи энергии, светодиоды, датчики, разъемы, кнопки и многое другое, вплоть до решений для беспроводной передачи данных. Теперь в портфеле компании появились оптроны (рис. 4) [1].

В своем новом семействе продуктов WL-OCPT серии 816 [5] компания Würth Elektronik впервые предлагает оптопары фототранзисторного типа. WL-OCPT

Таблица 1. Типовые характеристики оптрона WL-OCPT [6]

Характеристика	Значение
Максимальное напряжение коллектор-эмиттер, V_{CE}	80 В
Максимальный ток коллектора, I_{CEP}	50 мА
Максимальный прямой ток диода, I_F	60 мА
Прямое падение напряжения на диоде, V_f ($I_F = 10$ мА)	1,4 В
Максимальное обратное напряжение диода, V_{REV}	6 В
Входная емкость, C_{IN}	10 пФ
Проходная емкость, C_{IO} ($V = 0$ В, 1 МГц)	0,4 пФ
Рабочее напряжение по изоляции, V_{ISO} (1 мин, АС)	5 кВ (с.к.з.)
Частота среза, f_c	80 кГц

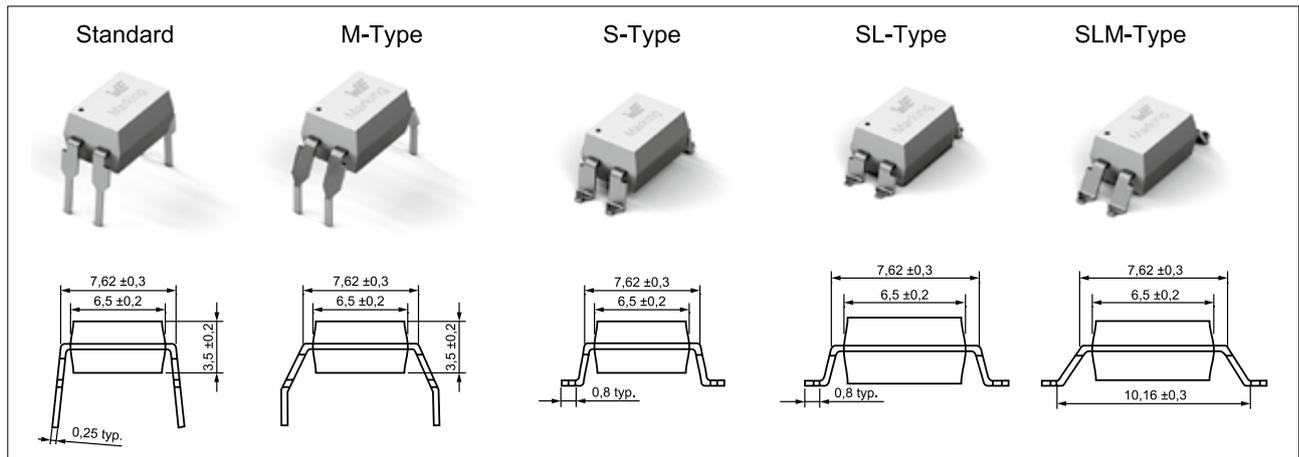


Рис. 6. Варианты конструктивного исполнения оптронов WL-OCPT серии 816
Примечание. Все размеры приведены в миллиметрах.

подходит для использования в источниках питания и зарядных устройствах, компьютерах и микропроцессорах, счетчиках электроэнергии и других приложениях, где требуется передача сигнала вместе с безопасной гальванической развязкой. Эти оптопары копланарной конструкции выполнены в эстетически оформленном белом корпусе, который, кроме внешней привлекательности, имеет высокое внутреннее отражение, и состоит из инфракрасного светодиода на входной стороне и фототранзистора на выходной. Конструкция и схема оптрона показаны на рис. 5, типовые характеристики приведены в таблице 1. Копланарная структура поддерживает фиксированный зазор для обеспечения защиты от перенапряжения и обеспечивает гальваническую развязку в 5 кВ при типовом сопротивлении изоляции 100 ТОм. Еще одно из конструктивных отличий оптронов серии 816 заключается в том, что для достижения высокой механической прочности и долговечности этих компонентов компания Würth Elektronik вместо обычных стальных выводных рамок решила использовать медные. Для улучшения коэффициента передачи тока использовано специальное конструктивное решение, которое в целом обеспечило отличную изоляцию и компактный размер предлагаемых оптронов — всего 6,5×4,58×3,5 мм.

Оптроны WL-OCPT серии 816 характеризуются не только высоким рабочим напряжением изоляции 5 кВ, но и стабильным коэффициентом передачи тока (current transfer ratio, CTR, определяется в процентах, как $100 \times I_c / I_f$ и зависит от тока возбуждения I_f) во всем диапазоне рабочих температур $-55 \dots +110$ °С. Оптроны доступны в нескольких конструктивных вариантах исполнения — под монтаж в отверстия (ТНТ) и под технологию поверхностного монтажа SMT (рис. 6). Каждый из вариантов выпу-

скается с пятью градациями (индексами биннинга, то есть разбраковки) по CTR в пределах полного диапазона 50–600% (рис. 7).

Расшифровка кодировки для заказа оптронов WL-OCPT серии 816 приведена на рис. 8.

Оптроны WL-OCPT серии 816 подходят для использования в источниках питания, зарядных устройствах, компьютерной и микропроцессорной технике, оргтехнике, инструментальных приложениях, средствах автоматизации производства, производственном и технологическом оборудовании, в контрольно-измерительной аппаратуре, в том числе и интеллектуальных средствах измерения, а также счетчиках электроэнергии и многих других приложениях, где требуется передача сигнала вместе с безопасной гальванической развязкой. Однако основная область их

применения стандартная — это регулирующая цепь обратной связи в изолированных импульсных источниках питания и зарядных устройствах, типовая схема использования в них оптронов показана на рис. 9.

Оптроны WL-OCPT серии 816 компании Würth Elektronik сертифицированы в соответствии с требованиями всех основных стандартов безопасности и имеют сертификаты: CQC — GB4943.1-2001, VDE — DIN EN 60747-5-5 (VDE0884-5); EN 60747-5-5:2011; A1:2015 и UL — UL 1577. Соответствующие файлы доступны в [6].

Конечно, для гальванической развязки есть и иные решения, существуют и более быстродействующие варианты для интерфейсов, которые не требуют тока возбуждения, необходимого для светодиода, однако только оптроны могут обеспечить почти неограниченный по напряжению изоляционный

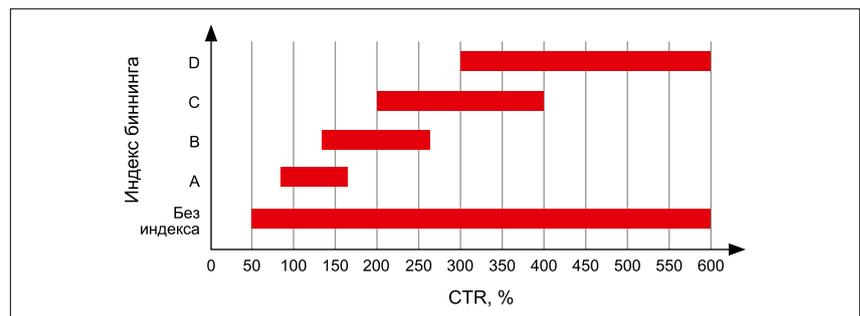


Рис. 7. Варианты распределения оптронов WL-OCPT серии 816 по группам CTR

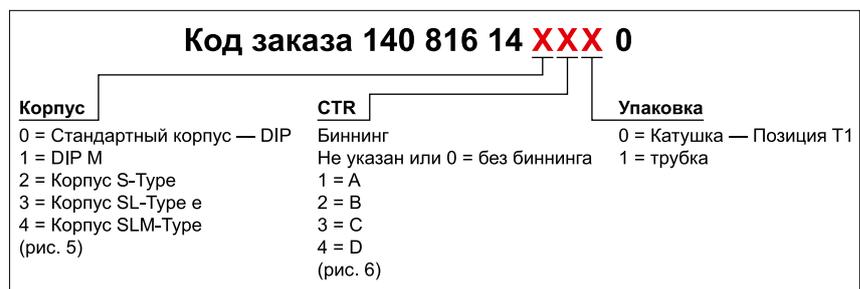


Рис. 8. Расшифровка кода для заказа оптронов WL-OCPT серии 816

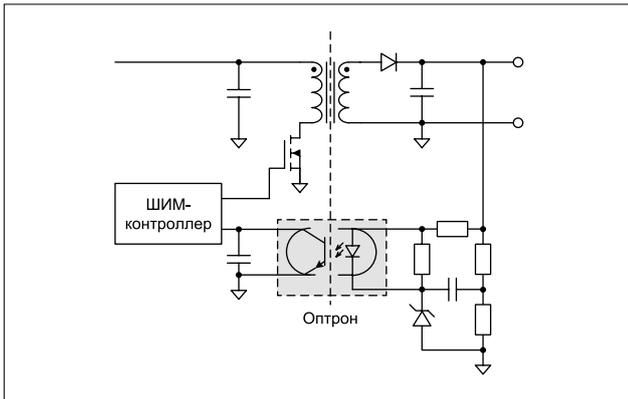


Рис. 9. Рекомендуемое основное приложение оптронов WL-OCPT серии 816

барьер. Даже предлагаемые компанией Würth Elektronik в оптронах WL-OCPT серии 816 типичные 5 кВ при сопротивлении 100 ТОм остаются труднодостижимыми, если не сказать невозможными, для других технологий. А аналоговое изолированное регулирование так просто, без применения технических ухищрений и лишних затрат, можно реализовать только на основе оптрона. Еще одно неоспоримое преимущество оптронов по сравнению с обеспечивающими гальваническую развязку другими полупроводниковыми приборами — их высокая устойчивость к внешним синфазным помехам, включая электростатические разряды. Хотя формально они относятся к устройствам, требующим особого обращения и защиты от статики, фактически они просто вне конкуренции.

Хоть и говорят, что первая ласточка весны не делает, но, учитывая агрессивную рыночную политику компании Würth Elektronik, можно с уверенностью сказать, что она продолжит работу в этом направлении и скоро представит полные линейки самых разнообразных вариантов таких популярных и незаменимых во многих приложениях устройств, как оптроны. Понимание методов изоляции сигналов и питания в кратком

изложении представлено в [8] (однако для загрузки документа, возможно, придется воспользоваться VPN).

Полная информация по дебютным оптронам компании Würth Elektronik доступна по ссылке [1], спецификации по ссылке [5], краткая информация общего направления представлена в техническом документе [6]. Кроме того, компания Würth Elektronik предлагает вебинар «Würth Elektronik раскрывает их особенности и отвечает на вопросы об оптронах» [7].

ЛИТЕРАТУРА

1. *Signal Transmission with Reliable Galvanic Isolation. Press Release.* www.we-online.com/web/en/index.php/download/media/07_electronic_components/news_1/pressemitteilungen/word-dokumente/WTH1PI834_-_PI_WL-OCPT_200724_EN_final.docx
2. Скрипников А. *Costmo: в борьбе за развивающийся рынок. Часть 2 // Компоненты и технологии. 2002. № 1.*
3. Akmenkalns I. G., Wilfinger R. J., Wilson A. D. *Four terminal electro-optical logic device. Inventor: US patent 3,417,249, Priority 1963-12-30, Application granted 1968-12-17.* www.patentimages.storage.googleapis.com/db/02/9a/538114388016a0/US3417249.pdf
4. Рентюк В. *Светодиод — такой знакомый и неизвестный. Часть 1: история, особенности применения // Полупроводниковая светотехника. 2017. № 1.*
5. *WL-OCPT Optocoupler Phototransistor NEW. Series 816.* https://www.we-online.com/catalog/en/WL-OCPT_OPTOCOUPLER_PHOTOTRANSISTOR/
6. *Optocoupler Phototransistor Optoelectronics at glance. OCP-Optocoupler Phototransistor v1.0, Würth Elektronik eiSos.* www.we-online.com/catalog/media/o181574v410%20OCP-Optocoupler%20Phototransistor.pdf
7. *Würth Elektronik Webinar: Würth Elektronik reveals the questions about optocouplers.* www.youtube.com/watch?v=dylH3rscT2Y&feature=emb_logo
8. *Understanding Signal and Power Isolation Techniques.* www.electronicdesign.com/power-management/document/21805065/understanding-signal-and-power-isolation-techniques-pdf-download

ИЗОЛИРОВАННЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ 6 Вт ДЛЯ ДРАЙВЕРА ЗАТВОРА SiC-MOSFET

ЕЛИЗАР ФАЛКО (ELEAZAR FALCO)

Перевод: ЕВГЕНИЙ КАРТАШОВ

Все более широкое применение высокотехнологичных SiC MOSFET- и GaN-транзисторов в современной преобразовательной технике устанавливает новые жесткие требования по надежности и эффективности не только к драйверам затвора, но и к организации питания для этих драйверов. В статье речь пойдет о 6-Вт вспомогательном сверхкомпактном изолированном источнике питания, построенном на базе нового трансформатора серии WE-AGDT от компании Würth Elektronik, который соответствует всем необходимым стандартам и наилучшим образом подходит для питания драйверов затвора SiC MOSFET.

ВВЕДЕНИЕ

Предлагаемый прототип представляет собой сверхкомпактный источник питания общей мощностью 6 Вт (рис. 1, табл. 1), формирующий два изолированных выходных напряжения +15 В и -4 В. Он предназначен для оптимального управления карбид-кремниевыми (SiC) MOSFET в высокоэффективных приложениях в различных областях промышленности.

Принципиальная схема устройства представлена на рис. 2.

Основные особенности:

- сверхкомпактный и легкий: 3,5 г;
- напряжение изоляции: 4 кВ;
- межобмоточная емкость: 7,5 пФ;
- обратноходовая схема PSR (стабилизация по первичной стороне) на основе LT8302 (AD/LT);
- узкий диапазон регулирования по нагрузке, по входному напряжению: типовое значение 5%;

- КПД: до 86% (83% при 6 Вт);
- квалификация компонентов: по AEC-Q.

Типовые применения:

- электрическая трансмиссия: инвертор тягового двигателя;
- бортовое и внешнее зарядное устройство;

Таблица 1. Электрические характеристики

	Минимальное	Номинальное	Максимальное
Входное напряжение, В	9	12	18
Выходное напряжение (+), В	14,8	14,9	15,6*
Выходное напряжение (-), В	-4,1	-3,85	-3,75
Выходной ток, мА			330
Выходная мощность, Вт			6
Частота коммутации, кГц**	80		360

Примечания. Параметры даны при окружающей температуре +25 °С. *При минимальной нагрузке напряжение ограничивает стабилитрон (PLZ16BHG3H). **Частота коммутации зависит от тока нагрузки и входного напряжения.



Рис. 1. Внешний вид платы

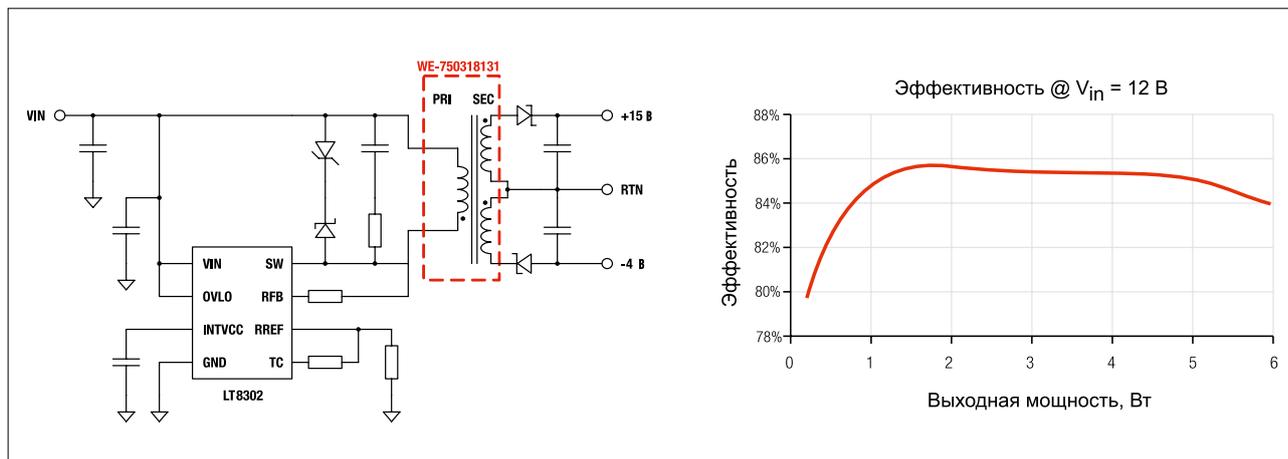


Рис. 2. Упрощенная принципиальная схема и эффективность при $V_{in(nom)} = 12 \text{ В}$

- промышленные приводы: инвертор АС мотора;
- возобновляемая энергетика: инверторы солнечных панелей;
- корректоры коэффициента мощности (PFC);
- импульсные источники питания на основе SiC MOSFET.

ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ И СИСТЕМНЫЕ КОНСТРУКТИВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ

Технология карбида кремния (SiC) пользуется все большей популярностью в силовых импульсных преобразователях среднего и высокого диапазона напряжения (обычно выше 300 В). Большая скорость переключения SiC MOSFET, низкое сопротивление канала и отличные тепловые характеристики (проводимость и стабильность) являются ключевыми преимуществами по сравнению с кремниевыми аналогами. Благодаря этому приборы SiC начинают заменять IGBT (биполярный транзистор с изолированным затвором) во многих областях применения, таких как электротранспорт и возобновляемая энергетика.

Напряжение, необходимое для оптимального управления SiC MOSFET, обычно находится в диапазоне 14–20 В для полного включения и от –2 до –5 В для надежного выключения. Отметим, что отрицательное напряжение требуется как для ускорения процесса коммутации, так и для надежного отключения прибора и предотвращения его ложного включения, провоцируемого эффектом Миллера в полумостовых схемах с жесткой коммутацией из-за очень высокого dv/dt , генерируемого в процессе переключения.

Драйвер затвора SiC-MOSFET и вспомогательный источник питания

Маломощный изолированный источник питания, обычно имеющий

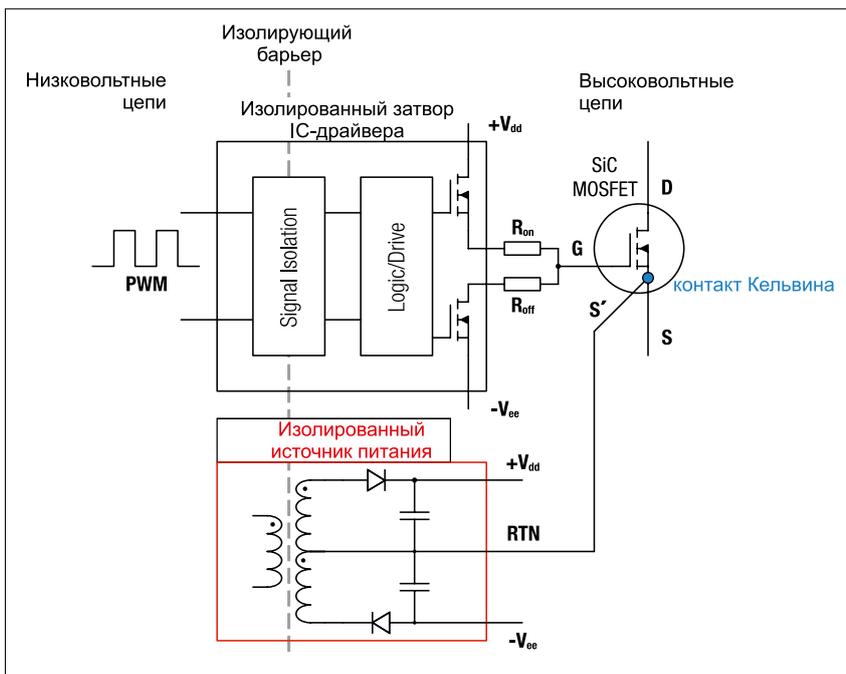


Рис. 3. Схема подключения источника питания и драйвера затвора SiC MOSFET

обратноходовую, двухтактную или полумостовую топологию, обеспечивает положительное и отрицательное выходное напряжение, а также гальваническую развязку между высоковольтным и низковольтным каскадом. Это необходимо не только для соблюдения соответствующих стандартов безопасности, но и для снижения электрических шумов и улучшения EMI-характеристик, а также повышения надежности работы драйвера затвора. Данную задачу выполняет изолирующий трансформатор в источнике питания.

Что касается схемы драйвера, для управления затвором SiC по сигналу от системного контроллера обычно применяется изолированная интегральная микросхема IC-драйвера с интегрированным двухтактным транзисторным

каскадом. Схема подключения показана на рис. 3.

Отметим, что некоторые SiC-приборы имеют дополнительный вывод истока S' (контакт Кельвина), как показано выше. Это обеспечивает низкоиндуктивную цепь протекания тока затвора, что повышает надежность режима выключения.

Зачем нужно отрицательное напряжение для отключения SiC MOSFET

Полумостовой каскад SiC MOSFET является базовым узлом многих мощных систем, он содержит коммутируемые попеременно каскады верхнего и нижнего плеча, каждый из которых имеет собственный вспомогательный источник питания и драйвер затвора (рис. 4).

Когда любой из транзисторов в стойке полумоста (верхнее или нижнее

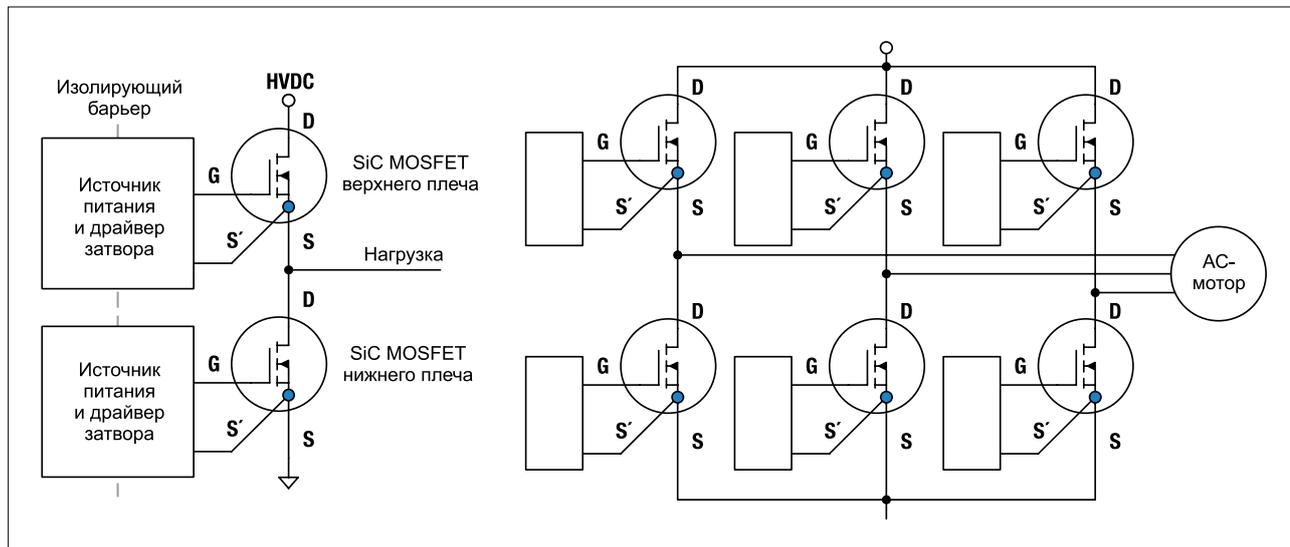


Рис. 4. Полумостовой каскад SiC MOSFET (слева) и трехфазный инвертор (справа)

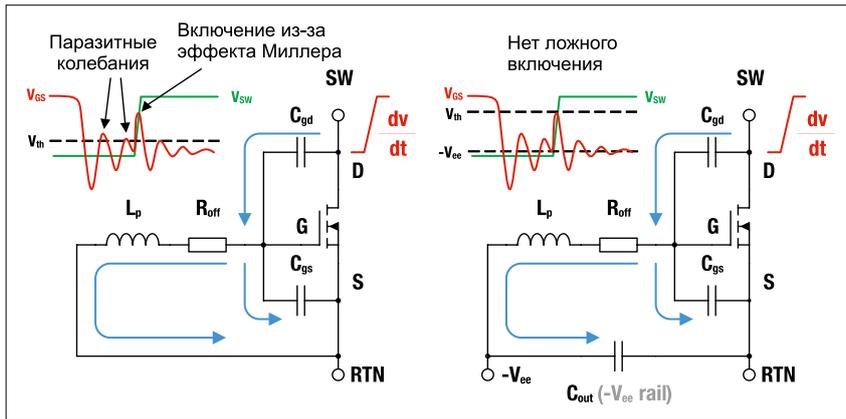


Рис. 5. Переходный процесс при выключении SiC MOSFET. Паразитное включение без подключения к шине $-V_{ee}$ из-за эффекта Миллера и дребезг в цепи затвора (слева) и с подключением к шине $-V_{ee}$ (справа)

плечо) включается, оппозитный ключ уже заблокирован, поскольку для предотвращения сквозного или перекрестного тока (когда оба ключа открыты одновременно) формируется так называемое «мертвое время». Однако очень большая скорость переключения в сочетании с высоким приложенным напряжением приводит к появлению крутых фронтов сигнала dV/dt на выводах оппозитного ключа. В свою очередь это вызывает появление пикового тока, протекающего через емкость «затвор-сток» (рис. 5) в затвор транзистора. Импеданс цепи затвор-исток (Z_{gs}) можно представить в виде параллельной комбинации емкости «затвор-исток» (C_{gs}) и суммы общего сопротивления выключения (R_{g_off}) и индуктивности цепи затвора (L_p). Если величина Z_{gs} выше или сопоставима с импедансом C_{gd} , то бросок напряжения может привести к ложному срабатыванию оппозитного транзистора и возникновению сквозного тока. Такая ситуация известна как включение из-за эффекта Миллера, и ее следствием является значительное уменьшение эффективности, повышение рабочей температуры, снижение надежности, а в крайних случаях даже повреждение полупроводниковых приборов.

На рис. 5 показан пример ложного срабатывания ключа нижнего плеча из-за эффекта Миллера при включении

транзистора верхнего плеча. Использование отрицательного напряжения отключения обеспечивает достаточный запас по пороговому напряжению (V_{th}) SiC MOSFET. Это помогает системе выдерживать высокие значения dV/dt и di/dt и, следовательно, большие скорости коммутации, что является основным преимуществом SiC-приборов. Существуют отдельные частные случаи, например схемы с мягкой коммутацией (ZVS) или применение IC-драйвера затвора с активным подавлением эффекта Миллера, когда для выключения можно применить нулевой сигнал. Однако даже в таких случаях для повышения надежности рекомендуется использовать отрицательное напряжение.

Источник питания драйвера: требования по выходной мощности

Источник питания должен обеспечивать достаточную мощность для компенсации потерь при коммутации затвора. Эта мощность рассеивается в общем сопротивлении токового контура цепи затвора SiC (рис. 6) и зависит от напряжения управления, частоты переключения и общего заряда затвора SiC MOSFET:

$$P = Q_g \times f_{sw} \times \Delta V_{gs}$$

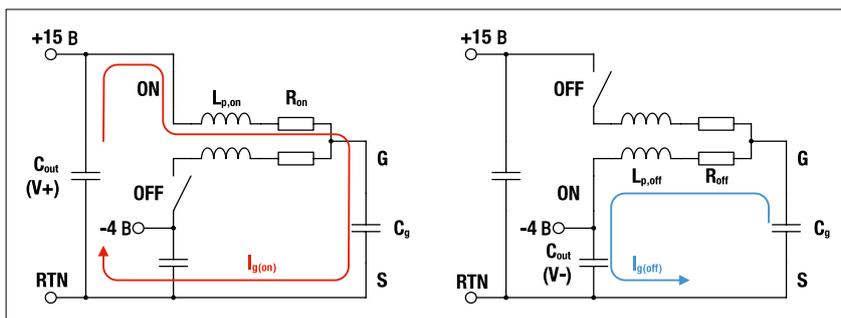


Рис. 6. Токковые контуры цепи затвора SiC MOSFET от шин питания при включении (слева) и выключении (справа)

где: Q_g — общий заряд затвора SiC при перепаде напряжения управления ΔV_{gs} (см. зависимость Q_g от V_{gs} в технической спецификации SiC-транзистора); f_{sw} — частота коммутации SiC-транзистора; ΔV_{gs} — перепад напряжения управления (например, при $V_{dd} = +15$ В и $V_{ee} = -4$ В, $\Delta V_{gs} = 19$ В).

Некоторые IC-драйверы затвора также потребляют мощность от источника (V_{dd} , $-V_{ee}$) для питания внутренней схемы, что необходимо учитывать в дополнение к ранее рассчитанному значению, хотя эта мощность обычно намного ниже потерь на переключение SiC MOSFET.

В процессе включения шина $+V_{dd}$ обеспечивает требуемый заряд (Q_g) емкости затвора (C_g), а при выключении эта емкость разряжается через шину $-V_{ee}$ (рис. 6). Отметим, что при включении и выключении емкость затвора (C_g) получает и отдает один и тот же заряд, поэтому в обеих цепях питания протекает одинаковый средний ток. В нашем примере $V_{dd} = +15$ В, $V_{ee} = -4$ В при выходной мощности драйвера до 6 Вт. Это означает, что средний ток по каждой шине питания 320 мА, однако их вклад по мощности отличается: 4,8 Вт для цепи +15 В и 1,2 Вт для цепи -4 В.

Отметим, что величины R_{on} и R_{off} не влияют на расчет потребляемой мощности. Они ограничивают пиковый ток затвора (I_g) во время включения и выключения соответственно и определяют скорость коммутации SiC-прибора. Для этих сопротивлений важно убедиться в отсутствии перегрузки по пиковой мощности во время переходного процесса. Для увеличения скорости коммутации значения R_g следует снижать вместе с соответствующими паразитными индуктивностями контура ($L_{p,on}$ и $L_{p,off}$).

Очень важно установить источник питания, в частности его выходные конденсаторы, как можно ближе к драйверу и выводам управления SiC, чтобы минимизировать контур тока затвора и его паразитную индуктивность L_p . Рекомендуется использование многослойных керамических конденсаторов (MLCC), например CSGP от Würth Elektronik, имеющих очень низкую индуктивность выводов L_c и ESR. Параллельное включение нескольких конденсаторов позволяет повысить di/dt за счет значительного снижения общей величины L_c и ESR. Окончательное значение и конфигурация выходных конденсаторов источника питания выбирает разработчик для обеспечения желаемого уровня пульсаций напряжения, скорости переключения и переходной характеристики, требуемых для конкретного приложения.

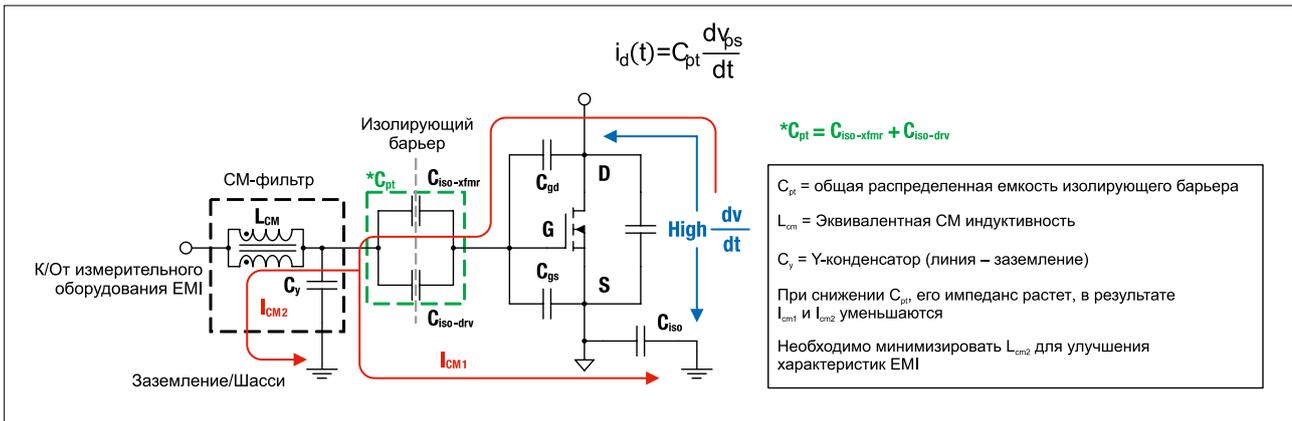


Рис. 7. Упрощенная схема передачи синфазного шумового тока через изолирующий барьер для оценки EMI

Критический параметр SiC-драйвера: CMTI

Параметр CMTI (Common-mode Transient Immunity — устойчивость к синфазной помехе) измеряется в кВ/мкс или В/нс. Эта величина показывает максимальное значение dv/dt , которое может быть приложено к изолирующему барьеру драйвера управления затвором без нарушения устойчивости или потери контроля из-за искажения логических управляющих сигналов. Величина CMTI в свою очередь напрямую зависит от dv/dt , приложенного к выводам SiC MOSFET во время коммутации. Высокое значение CMTI драйвера обеспечивает большую скорость переключения SiC MOSFET и позволяет транзистору реализовать максимальную производительность.

В IC драйверов затвора используются различные методы передачи информации через изолирующий барьер (емкостная связь, магнитная связь, оптическая связь и т. д.). Во вспомогательных источниках питания энергия передается посредством магнитного поля трансформатора. В обоих случаях в изолирующем барьере присутствует паразитная емкость. Высокий dv/dt , прикладываемый к этой емкости (C_{pt}), генерирует ток смещения ($i_d(t)$), как показано на рис. 7.

Высокий ток смещения может привести к сбоям в системе, выражающимся в искажении управляющих логических сигналов и потере управления SiC-приборами. В дополнение к функциональным проблемам под угрозой находится выполнение требований EMC, поскольку высокое значение dv/dt при коммутации генерирует синфазные токи через паразитную емкость изолирующего барьера.

Можно отметить, что с уменьшением общей паразитной емкости изолирующего барьера C_{pt} допускается более высокое значение dv/dt для того же тока смещения. Таким образом, паразитная емкость (как для источника питания, так и для изолированной IC драйвера) должна быть сведена к минимуму, чтобы обеспечить высокое значение CMTI.

Таблица 2. Характеристики трансформатора WE-750318131

Параметр	Условия испытаний	Значение
DC-сопротивление — первичная обмотка	tie(1+2, 3+4), +20 °C	0,047 Ом ±15%
DC-сопротивление — вторичная обмотка 1	8-6, +20 °C	0,205 Ом ±15%
DC-сопротивление — вторичная обмотка 2	7-5, +20 °C	0,071 Ом ±15%
Индуктивность намагничивания	10 кГц, 100 мВ	7 мкГн ±10%
Ток насыщения	$ \Delta L/L < 20\%$	4,5 А (мин.)
Индуктивность рассеяния	100 кГц, 100 мВ	270 нГн (тип.)
Межобмоточная емкость	100 кГц, 10 м В AC	7,5 пФ (тип.)
Изоляция	4000 В AC, 1 с	4000 В AC, 1 мин
Частичный разряд	1000 Вpk, 5 с; 800 Вpk 15с	10 пКл
	(1-3):(2:4)	1:1 ±1%
	(8-6):(1:3)	1,55:1 ±1%
Коэффициент трансформации	(1-3):(7:5)	2,2:1 ±1%
Температурный диапазон		-40...+130 °C

В дополнение к сказанному важно отметить, что высокое значение dv/dt воздействует не только на системное заземление (GND), но и на потенциал «земли» через паразитную емкость между токонесущими шинами устройства с высоким dv/dt и «землей» (с которой может быть соединено шасси). Чем меньше паразитная емкость изолирующего барьера, тем выше импеданс по отношению к любому синфазному шумовому току, генерируемому в высоковольтных каскадах (HV) и пытающемуся проникнуть в низковольтные каскады (LV) по емкостной связи через изолирующий барьер (рис. 7).

В результате проведенной работы ожидается улучшение EMI-характеристики (особенно в частотном спектре излучаемых помех) и снижение требований по затуханию для синфазного входного EMI-фильтра.

Трансформаторы серии WE-AGDT от Würth Elektronik имеют сверхнизкую межобмоточную емкость (6,8 пФ), что позволяет драйверу достичь показателя CMTI свыше 100 кВ/мкс, как того требуют многие современные SiC-приложения.

Характеристики трансформатора 5 WE-750318131

Компания Würth Elektronik разработала новый трансформатор, оптимизированный для использования в эталонном преобразователе PSR Flyback, предназначенном для управления приборами SiC MOSFET.

Ключевыми задачами проектирования были: поиск оптимальных режимов работы конвертера для минимизации размеров трансформатора и в то же время высокого КПД, улучшения тепловых характеристик и соответствия

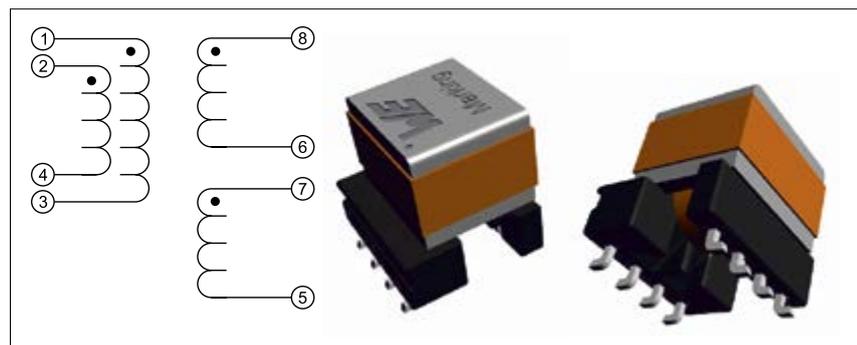


Рис. 8. Трансформатор WE-750318131

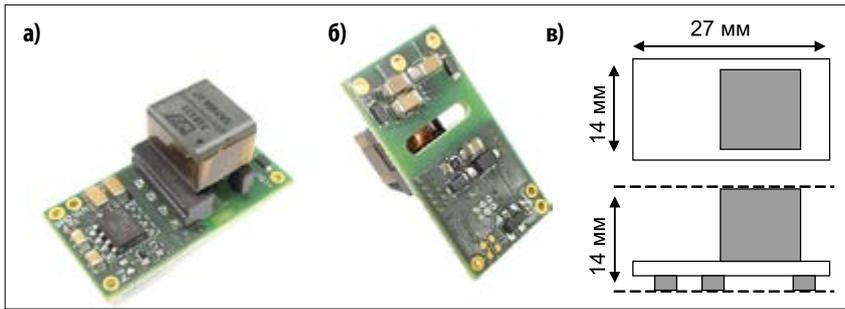


Рис. 9. Вариант А: а) вид сверху; б) вид снизу; в) размеры

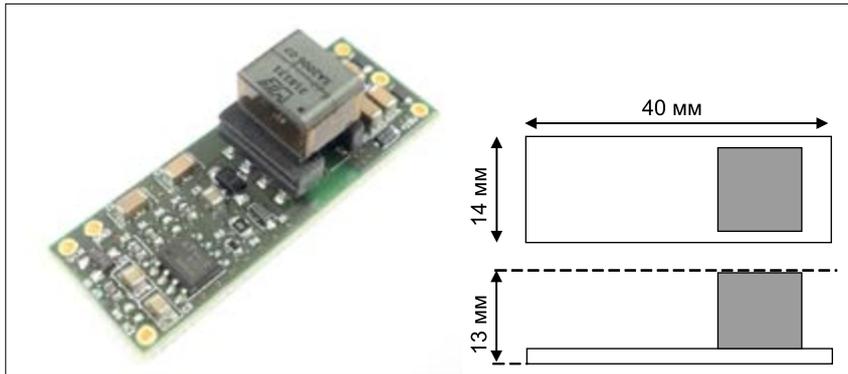


Рис. 10. Плата варианта В: детализовка и размеры

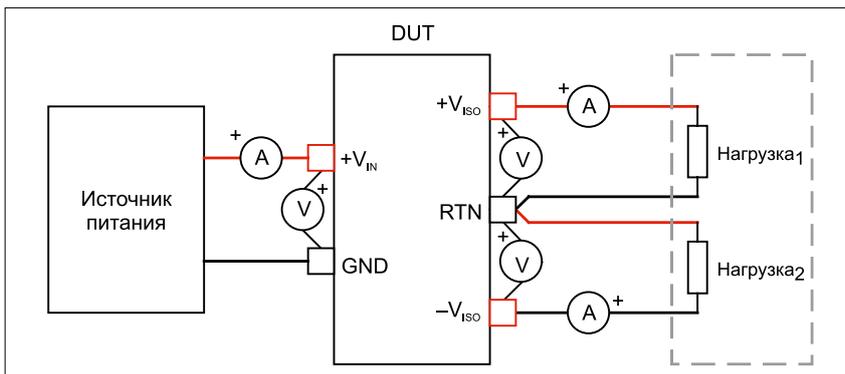


Рис. 11. Пример конфигурации измерительного стенда

стандартам безопасности. Трансформатор WE-AGDT 750318131 (рис. 8) в компактном конструктиве EP7 имеет следующие параметры (табл. 2):

- напряжение изоляции: 4 кВ;
- категория перенапряжения: II;

- степень загрязнения: 2;
- полностью изолированные проводники: FIW;
- изоляционные зазоры по воздуху и изоляции соответствуют стандартам IEC62368-1 и IEC61558-2-16;

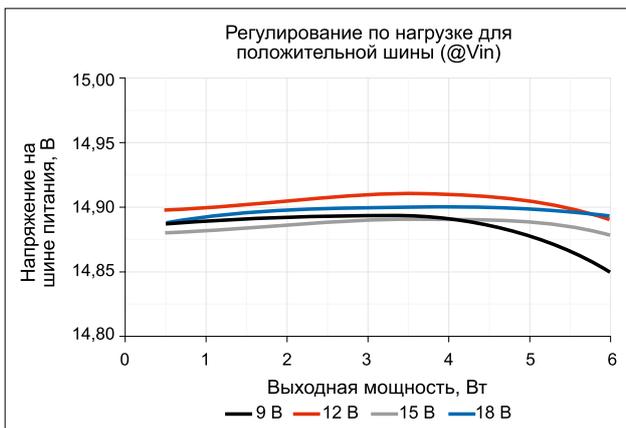


Рис. 12. Регулирование по току и напряжению для положительной шины питания

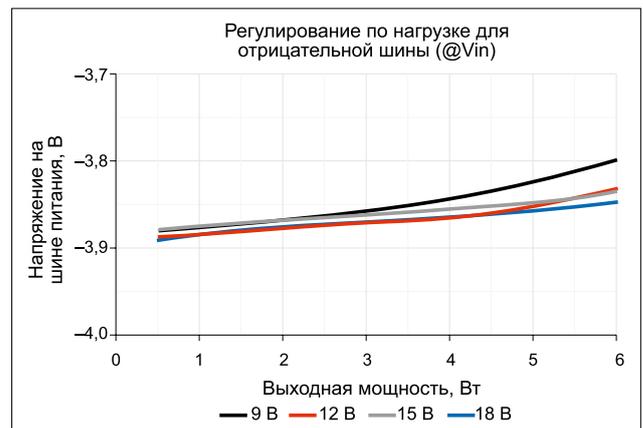


Рис. 13. Регулирование по току и напряжению для отрицательной шины питания

- квалифицирован в соответствии с АЕС-Q200.

ВАРИАНТЫ ТОПОЛОГИИ

Прототип представлен в двух вариантах исполнения платы: двухслойное одностороннее и четырехслойное двухстороннее; он также имеет два варианта сборки: со стандартными компонентами и с компонентами, квалифицированными по АЕС-Q.

- Вариант топологии А: двухстороннее исполнение — этот вариант представляет собой четырехслойную плату с компонентами для поверхностного монтажа (SMD) на верхней и нижней сторонах (рис. 9).

- Вариант топологии В: одностороннее исполнение — вариант представляет собой двухслойную плату с компонентами для поверхностного монтажа (SMD) только на верхней стороне (рис. 10).

Никакой заметной разницы между двумя вариантами исполнения платы не наблюдается и не ожидается как по функционированию, так и по тепловым или ЕМ-характеристикам. Поэтому выбор делается только на основе конструктивных ограничений для конкретного приложения. Компактная компоновка оптимальна для размещения на большой плате вместе с драйвером затвора.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Экспериментальная установка

Блок питания был протестирован отдельно с использованием двух электронных нагрузок, сконфигурированных в режиме постоянного тока (CC). В качестве альтернативы можно установить резистивный режим электронной нагрузки или подключить дискретные силовые резисторы, обеспечивающие сбалансированный ток на обеих шинах питания. Испытания проводятся при температуре окружающей среды +25°C.

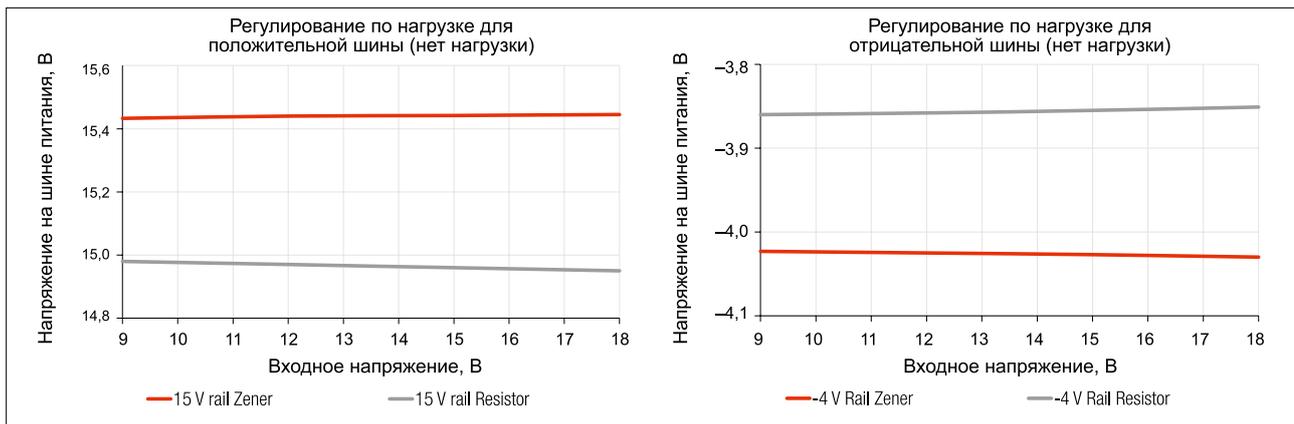


Рис. 14. Регулирование при минимальной нагрузке для положительной (слева) и отрицательной (справа) шины питания

Перечень необходимого оборудования

- 1 лабораторный источник питания (25 В/1,5 А, был использован EA-PSI 9040-40Т);
- 4 прецизионных мультиметра (были использованы вместо прецизионного измерителя мощности Yokogawa WT3000E);
- 2 электронные нагрузки (25 В/1 А, были использованы EA-EL 9080-45 Т);
- 1 осциллограф (четырёхканальный, 350 МГц или больше, был использован Keysight InfiniiVision DSO-X-3034Т).

Примечание: прецизионный измеритель мощности (мин. трехканальный) может быть использован вместо четырех мультиметров для точных измерений напряжения и тока.

Измерительный стенд

Вариант конфигурации измерительного стенда приведен на рис. 11.

Примечание: при тестировании источника питания оба канала должны быть нагружены одинаково (сбалансированная нагрузка). Ток нагрузки отображает расход заряда в секунду между емкостью затвора SiC MOSFET и соответствующей выходной шиной при переключении (+15 В для заряда и -4 В для разряда). Этот средний ток пропорционален частоте коммутации и общему заряду затвора SiC MOSFET (то есть емкости), максимум, рассматриваемый в данном примере, составляет 350 мА на шину (более 6 Вт в сумме).

Нагрузка и регулирование

В данном примере выходная мощность может достигать 6 Вт, диапазон входного напряжения — 9–18 В. Испытания цепи регулирования по напряжению и току нагрузки показывают, как изменяется выходное напряжение каждой шины при изменении входного сигнала и выходной мощности соответственно (рис. 12, 13).

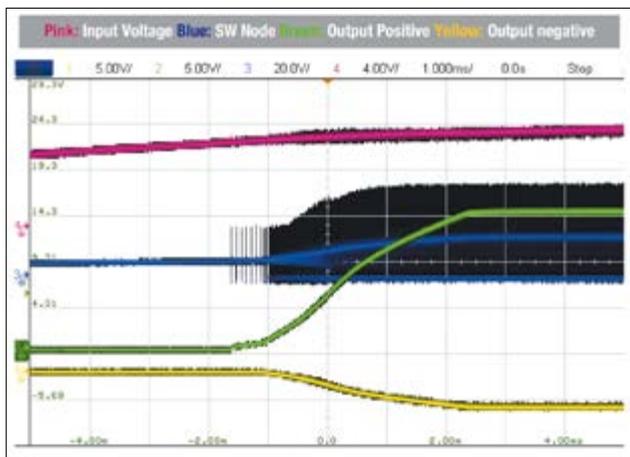


Рис. 16. Пуск при полной нагрузке

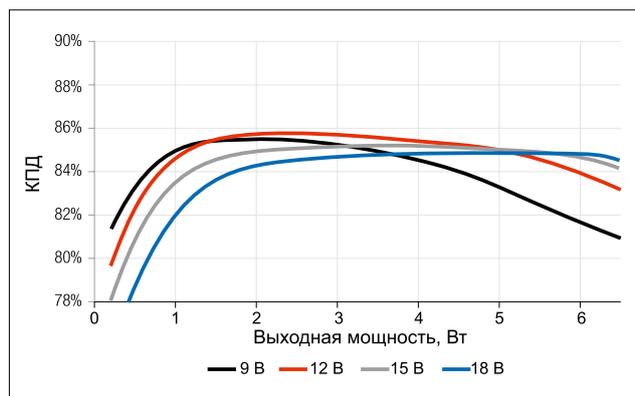


Рис. 15. Кривые зависимости КПД от выходной мощности

Регулирование по напряжению при минимальной нагрузке

Контроллеру LT8302 необходима минимальная нагрузка, чтобы стабилизировать напряжение на выходе (рис. 14). Такую минимальную нагрузку можно создать с помощью резисторов или фиксирующих стабилитронов. Резисторы нагрузки обеспечивают более точный контроль напряжения, но меньшую эффективность по сравнению со стабилитронами. Отметим, что фиксирующие стабилитроны в любом случае обеспечивают защиту от перенапряжения, поэтому они предпочтительнее, однако одновременно можно использовать и минимальные нагрузочные резисторы.

Эффективность и входное напряжение

Измерения показали КПД 86% (пиковое значение) и 84% при 6 Вт (полная нагрузка) при номинальном входном напряжении (рис. 15).

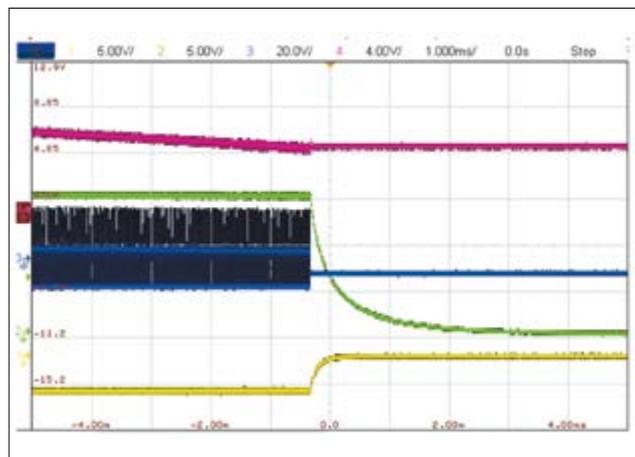


Рис. 17. Отключение при полной нагрузке

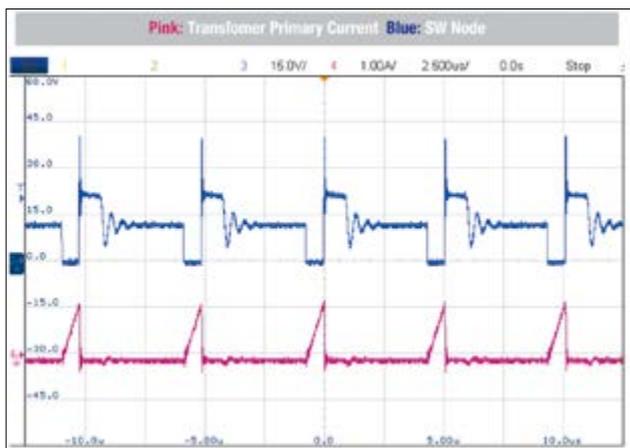


Рис. 18. Нагрузка 1 Вт (режим DCM)

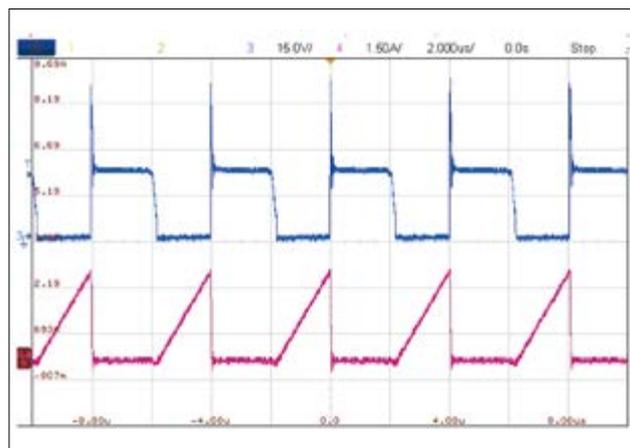


Рис. 19. Полная нагрузка 6 Вт (режим BCM)

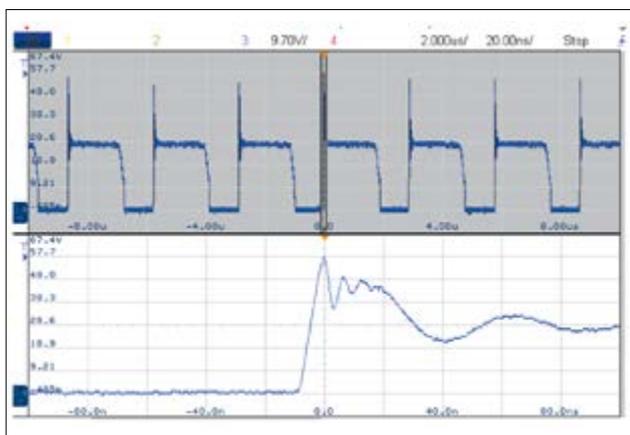


Рис. 20. Ограничение напряжения в точке SW

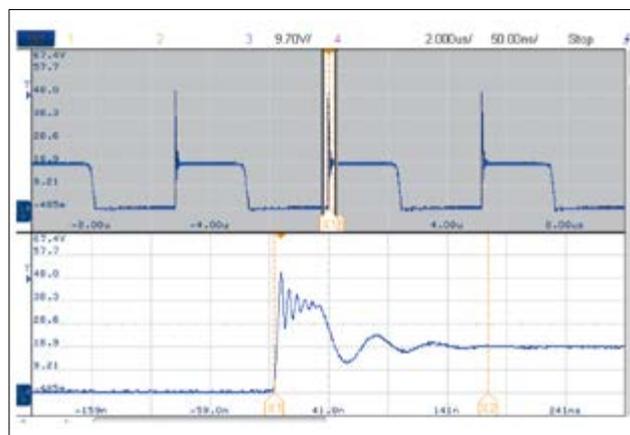


Рис. 21. Затухание звона в точке SW

ФОРМЫ СИГНАЛОВ, ОСЦИЛЛОГРАММЫ

Осциллограммы, полученные при запуске и выключении при полной нагрузке, приведены на рис. 16, 17.

Установившийся режим работы

Режим работы с нагрузочной мощностью

На рис. 18 и 19 показаны характеристики первичного тока трансформатора и узла SW для нагрузок 1 и 6 Вт.

Ограничение в цепи SW и демпфирующие снабберы

Напряжение в цепи SW должно поддерживаться ниже 65 В (номинальное напряжение интегрированного MOSFET), и любой дребезг, появляющийся после выключения, должен быть полностью подавлен за время не более 250 нс,

что необходимо для корректной регулировки выходного напряжения. Минимальное входное напряжение представляет собой наихудший сценарий в установившемся режиме работы. Осциллограммы, показанные на рис. 20, 21 при перегрузке 6,5 Вт, демонстрируют максимальное напряжение в точке SW — 57,7 В, звон полностью затухает в течение 200 нс, что соответствует требованиям с запасом по допуску и с учетом изменения температуры.

Пульсации выходного напряжения (полная нагрузка)

Экспериментальные результаты, представленные на рис. 22 и 23, показывают, что пульсации выходного напряжения при $V_{in} = 12$ В и полной нагрузке составляют 250 мВ (пиковое значение) для положительного напряжения (менее 2%) и 180 мВ (пиковое значение) для отрицательного

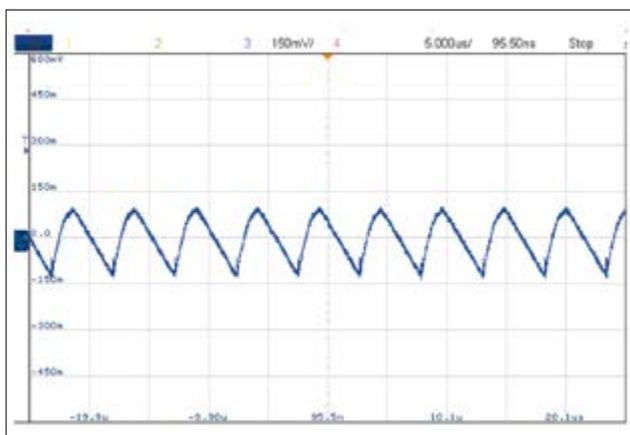


Рис. 22. ΔV_{out+} . Положительное напряжение ($V_{in} = 12$ В; 6 Вт)

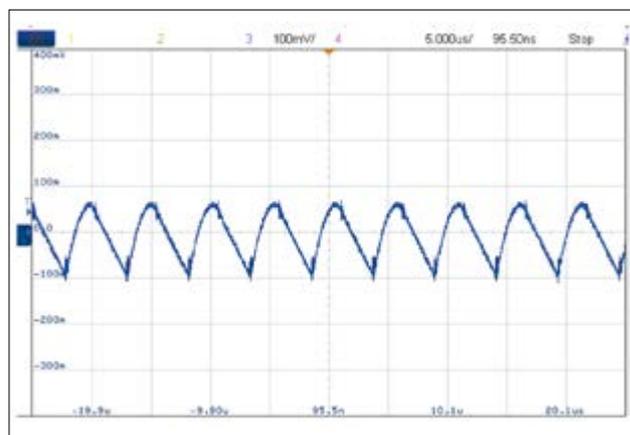


Рис. 23. ΔV_{out-} . Отрицательное напряжение ($V_{in} = 12$ В; 6 Вт)

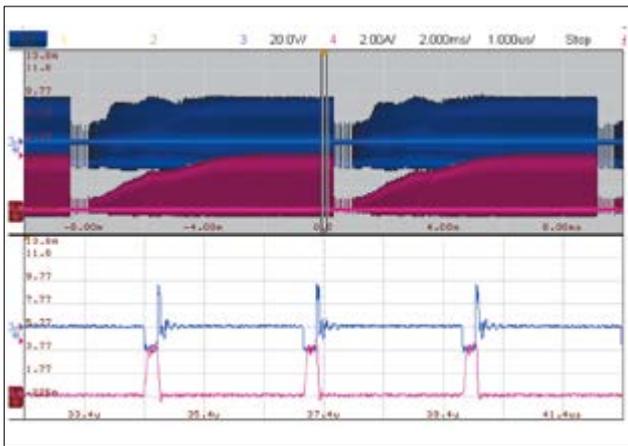


Рис. 24. Защита от КЗ при $V_{in} = 9\text{ В}$

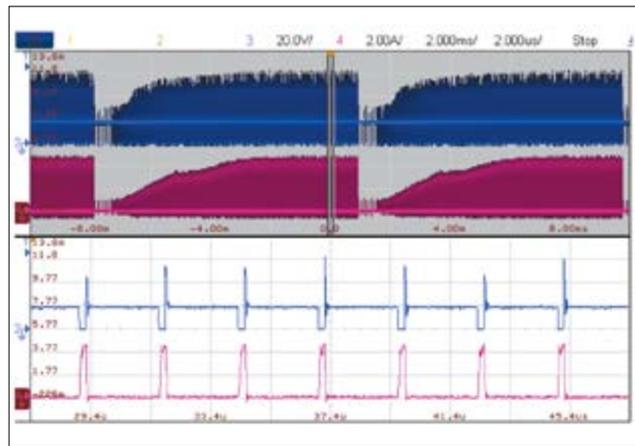


Рис. 25. Защита от КЗ при $V_{in} = 18\text{ В}$

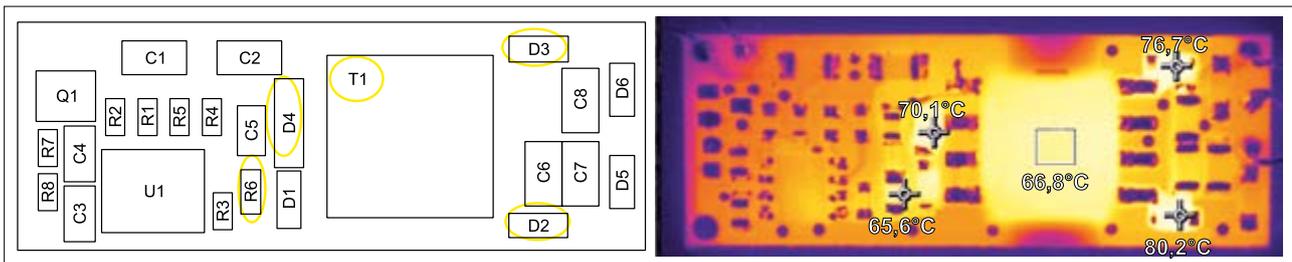


Рис. 26. Тепловой профиль компонентов при $V_{in(min)} = 9\text{ В}$ (худший случай) и окружающей температуре $+25\text{ °C}$

напряжения (менее 5%). Было выбрано экономичное решение с использованием одних и тех же входных и выходных компонентов. Как упоминалось выше, разработчик может изменить схему, например увеличив выходную емкость для уменьшения пульсаций напряжения.

Защита от короткого замыкания

Короткое замыкание нагрузки представляет собой один из сценариев неисправности системы (рис. 24, 25). Ситуация КЗ может быть вызвана, например, отказом драйвера затвора или пробоем цепи затвор-исток SiC MOSFET, результатом чего является замыкание выходов источника питания. В такой ситуации контроллер LT8302 переходит в режим импульсной защиты, ограничивая выходной пиковый ток. При этом сценарии неисправности наихудший случай в узле SW наблюдается при $V_{in} = 18\text{ В}$ (рис. 25). Пиковый ток составляет 4,65 А (предел для LT8302), максимальное напряжение ключа — около 62 В, оба параметра находятся в пределах номинальных значений трансформатора WE-AGDT и встроенного транзистора, что обеспечивает надежность источника питания.

ТЕПЛОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

На рис. 26 и 27 представлены тепловые параметры устройства в диапазоне нагрузки 0,1–6 Вт при минимальном входном напряжении $V_{in} = 9\text{ В}$. Полученные результаты соответствуют компоновке платы варианта В, однако показатели платы варианта А аналогичны.

Исходя из представленных выше результатов, для поддержания температуры компонентов/кристаллов в пределах максимально допустимых значений рекомендуется не увеличивать температуру окружающей среды выше $+80\text{ °C}$ (максимальное значение) для увеличения срока службы и повышения надежности системы. Если это требование нарушается, необходимо соответственно уменьшить выходную мощность.

ХАРАКТЕРИСТИКИ EMC

Результаты испытаний EMC (рис. 28, 29) с учетом ограничений в соответствии с CISPR 32-Class B приведены ниже для варианта А (рис. 9). Для

прохождения теста добавлен входной LC-фильтр и медная плата размером $10 \times 10\text{ см}$ (рис. 30), соединенная с входным заземлением (GND), эквивалентным шасси, как описано ниже. Условия испытаний: $V_{in} = 12\text{ В}$, выходная резистивная нагрузка 6 Вт (ток 330 мА на шину питания).

СЕРИЯ WE-AGDT

Серия WE-AND (трансформаторы для источника питания драйвера затвора) от Würth Elektronik включает шесть трансформаторов в компактном SMD-конструктиве EP7 (табл. 3), каждый из них оптимизирован для соответствующего прототипа. Трансформаторы обеспечивают биполярные (+15 В; -4 В)

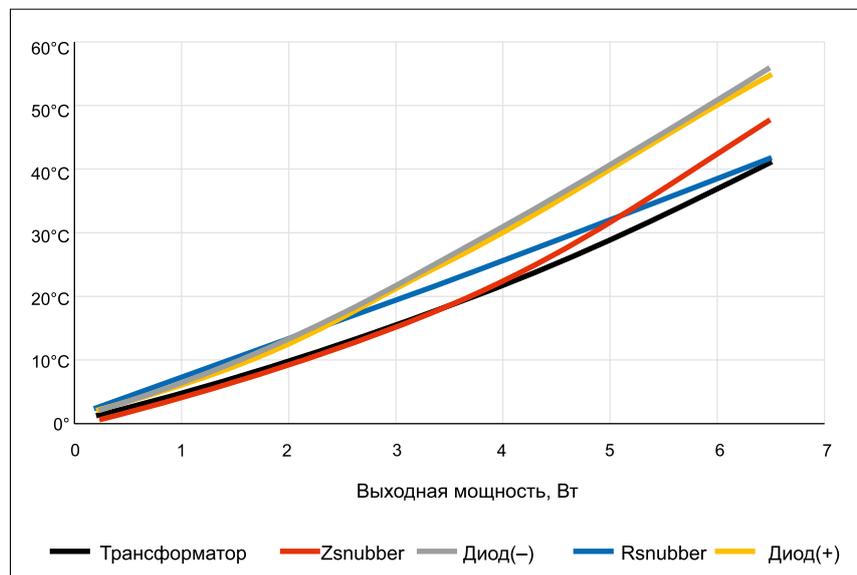


Рис. 27. Подъем температуры при $V_{in(min)} = 9\text{ В}$ (худший случай)

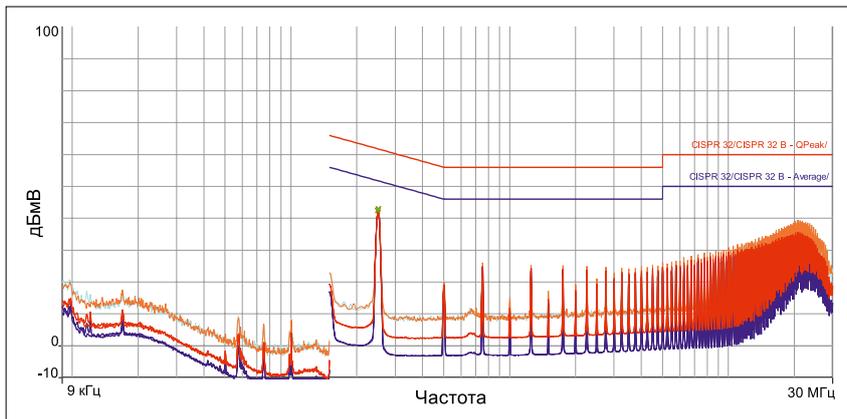


Рис. 28. Кондукционные помехи (лимиты: CISPR32 class B)

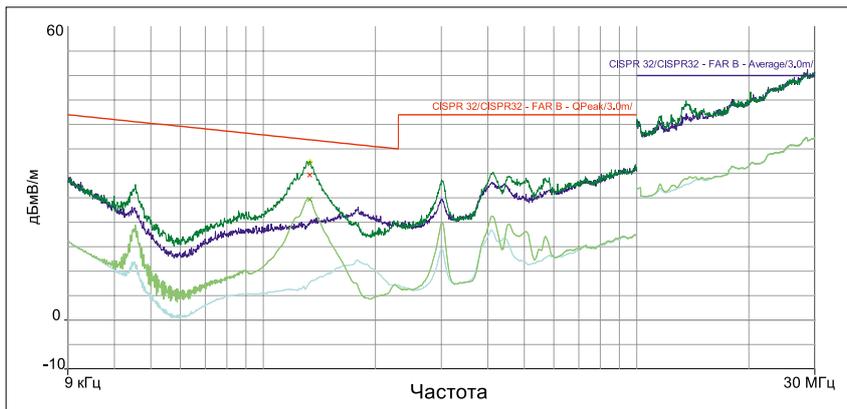


Рис. 29. Излучаемые помехи (лимиты: CISPR32 class B) (входной кабель длиной 30 см)

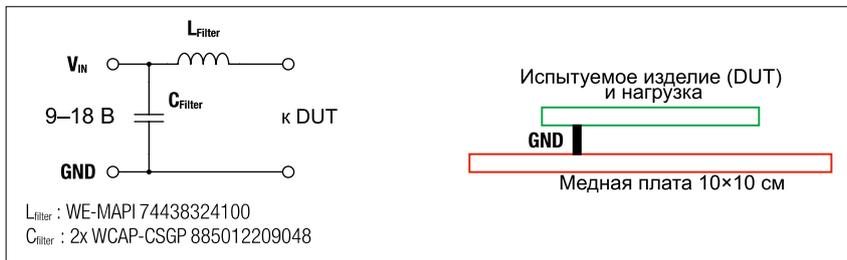


Рис. 30. LC-фильтр и медная плата добавлены для прохождения тестов CE и RE CISPR-32B EMC

Таблица 3. Трансформаторы серии WE-AGDT

Номер серии	$V_{in\ range}$, В	V_{out1} , В	V_{out2} , В	C_{w_wp} пФ	Максимальная частота, Гц	Рекомендованные ИС	Мощность, Вт
750317893	9–18	15–20	–	6,8	350	LM5180	3
750317894		15	–4	7,5			
750318207	18–36	15–20	–	8,2			
750318208		15	–4	7			
750318114	9–18	15–20	–	6,8		LT8302	6
750318131		15	–4				

и однополярные (15–20 В; 0 В) сигналы при входном напряжении 9–36 В и максимальной выходной мощности 3–6 Вт. Они оптимизированы для применения в SiC-драйверах, но подходят и для схем управления IGBT и MOSFET, а также высоковольтными Gan-FET с корректным выходным каскадом регулирования.

Характеристики:

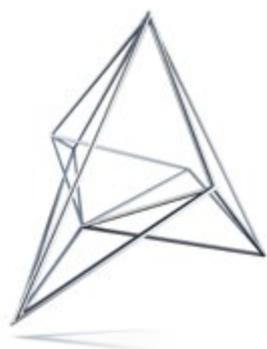
- межобмоточная емкость: 6,8 пФ (типичное значение);
- обратноточковая схема с регулированием по входу;
- компактный и эффективный: SMD-исполнение EP7;
- стандартное напряжение управления: SiC MOSFET;
- диапазон входных напряжений: 9–36 В;
- стандарт безопасности: IEC62368-1 / IEC61558-2-16;
- базовая изоляция;
- напряжение изоляции: 4 кВ;
- температурный класс: B;
- дизайн прототипов: TI и ADI.

Область применения

Промышленные приводы инверторов AC-моторов, электрическая трансмиссия, зарядные устройства, солнечные инверторы, ИБП, ККМ, импульсные источники питания с SiC MOSFET.

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. Produkt Katalog. www.we-online.com/products
5. www.we-online.de/web/en/electronic_components/produkte_pb/application_notes/rd001_sicmosfet_gate_driver.php



Symmetron

МОСКВА
Ленинградское шоссе, д. 69, к. 1
Тел.: +7 495 961-20-20
moscow@symmetron.ru

НОВОСИБИРСК
ул. Блюхера, д. 716
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

Группа компаний «Симметрон» — эксклюзивный дистрибьютор компании Würth Elektronik в России.

