Содержание

О КОМПАНИИ И СЕРВИСАХ

3 Портрет Würth Elektronik кисти Анастасии Фадеевой

8 Наталья Солошенко Скорая ЭМС-помощь

ФЕРРИТЫ

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

индуктивности

17 Перевод и дополнения: Владимир Рентюк Высокочастотные катушки индуктивности компании Würth Elektronik — есть что предложить и из чего выбрать

24 Ричард Блейки, Александр Герфер Необходимость в стандартизации измерений номинального тока

КОНДЕНСАТОРЫ

29 Владимир Рентюк Как использовать суперконденсаторы: краткое руководство

37 Наталья Солошенко
Всегда ли нужна миниатюризация керамических конденсаторов

ФИЛЬТРЫ

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

соединители

45 Владимир Рентюк Новый высокочастотный разъем WÜrth

Elektronik для подключения антенны к модулю беспроводной связи

ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ КОМПОНЕНТЫ

49 Александр Шайлет Проблема деградации электрических характеристик соединителей

52 Джеффри Лю Проблемы технологии монтажа в отверстия оплавлением

ИНТЕРФЕЙСЫ

58 Владимир Рентюк

Измерение параметров рассеяния в смешанном режиме без симметрирующего устройства

62 Роберт Шиллингер, Ричард Блейки Эффективная фильтрация и защита порта USB 3.1.

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

76 Хайро Бустос, Роберт Шиллингер, Саймон Марк, Аширо Чен

Краткое руководство по разработке индустриального Ethernet с использованием трансформаторов WE-STST компании Würth Elektronik

81 Фабиан Форнхаген, Мартин Лейхенседер, Роберт Демхартер, Исмаэль Молина Альба, Саймон Марк, Хаиро Бустос, Маттиас Фриче Würth Elektronik: однопарный Ethernet для индустриальных приложений

91 Марк Патрик

Промышленный Ethernet: решение для достижения успеха в жестких условиях индустриальной среды

БЕСПРОВОДНАЯ ПЕРЕДАЧА ЭНЕРГИИ

96 Андреас Надлер, Кем Сом

Беспроводная передача энергии большой мощности для устройств, работающих в условиях индустриальной среды

106 Андреас Надлер, Кем Сом

Беспроводная передача энергии большой мощности для устройств, работающих в условиях индустриальной среды. Часть 2

112 Кристиан Мерц, Кем Сом

Анализ, проектирование и оптимизация комбинированной системы беспроводной передачи энергии на основе NFC

117 Кристоф Утчик, Кристиан Мерц, Кем Сом Потери переменного тока в катушках систем беспроводной передачи энергии

124 Кристиан Мерц, Сем Сом Согласование импедансов в приложениях с NFC-технологией

ОПТОЭЛЕКТРОНИКА

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

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

141 Владимир Рентюк
Оптроны WL-ОСРТ серии 816 — первая ласточка компании Würth Elektronik

ТРАНСФОРМАТОРЫ

146 Елизар Фалко

Изолированный источник питания 6 Вт для драйвера затвора SiC-MOSFET

155 По материалам компании Würth Elektronik

Компактный изолированный источник питания драйверов затворов SiC MOSFET с дополнительным каналом

158 Сучетан Сваруп Вайдьянатх, Джон Дороса
Проектирование трансформатора для
15-Вт обратноходового преобразователя
с несколькими выходами

СИЛОВЫЕ МОДУЛИ MAGI3C

165 Тимур Улудаг Изолированный силовой модуль Magl³C для управления 24-В промышленной шиной

169 Тимур Улудаг

Преимущества использования микромодулей с ЧИМ в приложениях с ограниченными размерами

ТЕПЛООТВОДЯЩИЕ МАТЕРИАЛЫ

172 Владимир Рентюк

Термоинтерфейсы от Würth Elektronik: упрощение отвода тепла и путь к повышению надежности оборудования

ВЕБИНАРЫ

180 Технические вебинары на русском языке

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, направлене 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-



0

разделении 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 обеспечено в 50 странах мира. Если говорить о степени интеграции безнесов 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 дизайнцентры 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 взаимотношения 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 неожиданой 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 уделяем 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 нарашивается 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 присоеденились 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 Новогород. 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 последних продуктов в разделе Инновации с нашего сайта: LAN-трансформаторы нового поколения — LAN AQ, USB type С, 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 A 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

0

не смещаем акцент с личного общения. Мы уделяем большое внимание проффесиональным 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 обьема производства ставит перед производителями ряд задач, которые актуальны уже сегодня: скорость производсва и технологичность сборки конечного устройства. Для этого у нас есть ряд продуктов и направлений. К примеру, SMD-стойки — сборочные элементы для установки на плату, ТНR-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

0





Компания Würth Elektronik хорошо известна на рынке как производитель пассивных и фильтрующих компонентов для электронных устройств. Кроме того, наличие большого количества сервисов для клиентов, к которым относится предоставление бесплатных образцов в течение трех–четырех 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

0



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. 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:

- Измерение кондуктивной (150 кГц...30 МГц) помехи устройства при подключении к сети 50 Гц.
- Измерение кондуктивной (150 кГц...30 МГц) помехи по постоянному напряжению (до 30 В).
- 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 & Schwartz, 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 о 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 рассеиваемую мощность устройствами при преобразовании высокочастотного звона в тепло. Величину рассеиваемой мощности высокочастотных токов трудно рассчитать, т.к. амплитуда сигналов почти полностью зависит от паразитных элементов. На практике ферритовые бусины выбираются так, чтобы их номинальный ток в два раза превышал фактическое максимальное значение тока через эти элементы. При небольшой мощности применяются недорогие устройства для поверхностного монтажа, но при высоких значениях мощности необходимо параллельно устанавливать большие ферриты, что приводит к удорожанию схемы и уменьшению свободного места на плате.

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



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

ная схема его использования показана нарисунка За, а нарисунке Зб— полная схема.

Измерение частоты звона

Рассмотрим схему преобразователя, в которой отсутствуют элементы, ограничивающие скорость нарастания фронта. Как видно из рисунка За, 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

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

$$lg_{DRIVF} = 0,5 \times Q_{G-MAX} \times f_{SW}.$$

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:

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

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

Выбор феррита с максимальным сопротивлением на частоте звона

Ферритовые бусины для поверхностного монтажа серии WE-CBF от компании Würth Elektronik выпускаются с типоразмерами 0402–1812, а благодаря серийному производству у серии 0603 очень привлекательная цена. (Заметим, что в серии WE-TMSB имеются миниатюрные ферритовые бусины). Несмотря на свои малые размеры, даже компоненты серии 0603 с максимальным сопротивлением при 150 МГц могут работать со средним током 50 мА и тем более с управляющим током 5 мА, как в рассматриваемом примере.

На рисунках 6–9 сравнивается работа исходной схемы без элемента управления скоростью нарастания фронта со стандартным резистором 16,2 Ом, с ферритовой бусиной 74279265 (типоразмер: 0603; номинальное сопротивление: 600 Ом при 150 МГц), а затем с ферритовой буси-





 Рис. 7. Звон схемы демо-платы DC501A при использовании толстоплёночного
 Рис. 8. Звон с.

 резистора R2 величиной 16,2 0м: V_{IN} = 48 B; V_{OUT} = 12 B; I_{OUT} = 6,0 A;
 600-Om ферр

 Кан.1 = VIN связан. по перем. току; Кан.2 – коммут. узел; Кан.3 = V_{OUT} AC
 V_{OUT} = 12 B; I_{OUT} = 0,0 A;



Рис. 9. Звон схемы демо-платы DC501A при использовании 2200-0м феррита 74279263 типоразмера 0603: V_{IN} = 48 B; V_{OUT} = 12 B; I_{OUT} = 6,0 A; 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: $V_{\rm IN}$ = 48 B; $V_{\rm OUT}$ = 12 B; $I_{\rm OUT}$ = 6,0 A; Кан.1 = $V_{\rm IN}$ связан. по перем. току; Кан.2 – коммут. узел; Кан.3 = $V_{\rm OUT}$ 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 R2 = 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 B; *V_{OUT}* = 12 B; нагрузка = 2,0 0м

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 R2, 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

15

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

Резистор R2	Входной ток, мА	Входное напряжение, В	Выходное напряже- ние, В	Выходной ток, мА	КПД, %
Толстоплёночный шунт, О Ом	1600	48	12	6000	93,8
Толстоплёночный 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 излучаемі	ых ЭМП в диапазоне 150 N	ИГЦ В ЗАВИСИМОСТИ ОТ ИСПОЛЬЗУ	мых элементов
ограничивающих скорость н	арастания импульсов		

	R2 = 0		R2 = 16,2 Ом		R2 = 600 Ом, феррит 0603		R2 = 2200 Ом, феррит 0603	
Частота, МГц	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, обратноходовых, прямоходовых и пушпульных преобразователях используются только ключи нижнего плеча. Как правило, нарастающий фронт сигналов требует управления, а продолжительность спадающего фронта должна быть как можно меньше. Относительно малое количество управляющих ИС оснащено специализированным выводом для управления положительного вывода источника питания их драйверов ключей нижнего уровня, тогда как в большинстве случаев наилучшим решением является установка небольшого диода Шоттки параллельно элементу управления крутизной импульсов. При этом оба подключаются к затвору, как видно из рисунка 17.

выводы

дБмкВ/м

значения.

средние

Измеренные

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



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



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



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

по ограничению звона. Эти бусины ослабляют высокочастотный шум, не занимая большого места на печатных платах и не ухудшая эффективность решения. Их преимущества над резисторами заключается в простоте выбора и малом времени тестирования. Несколько более высокая стоимость феррита 0603 по сравнению с толстоплёночным резистором того же

100 EN 5502 90 R2 = 0 0M 80 R2 = 16.2 OM R2/Z = 60070 R2/Z = 2200 60 50 40 30 20 10 100 1000 30 Частота, МГц

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

ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ КОМПАНИИ WÜRTH ELEKTRONIK — ЕСТЬ ЧТО ПРЕДЛОЖИТЬ И ИЗ ЧЕГО ВЫБРАТЬ

Перевод и дополнения: ВЛАДИМИР РЕНТЮК

Известная компания Würth Elektronik eiSos имеет в своем портфолио несколько серий высокочастотных катушек индуктивности, которые могут быть успешно использованы в самых разных приложениях. Однако что такое высокочастотная катушка индуктивности? В чем различия между вариантами исполнения и сериями? Настоящая статья даст ответ на эти вопросы. Во-первых, объясняя наиболее важные характеристики ВЧ-катушек, а во-вторых, описывая особенности каждой из предлагаемых компанией серий столь важных компонентов РЭА.

ХАРАКТЕРИСТИКИ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ

Для того чтобы оценить и сравнить серию высокочастотных катушек индуктивности (далее — ВЧ-катушки), необходимо детально разобраться в их основных характеристиках именно для высокочастотных приложений. Как можно видеть в любом техническом описании, этими характеристиками являются значение индуктивности с соответствующим допуском, добротность, собственная резонансная частота, сопротивление по постоянному току и номинальный ток катушки.

Значение индуктивности и его допустимое отклонение

Очевидно, что поскольку мы говорим о катушке индуктивности, то именно индуктивность играет здесь главную роль. В большинстве радио- и высокочастотных приложений, в фильтрах высоких порядков, в селективных или генерирующих схемах, требующих высокой стабильности своих характеристик, или приложений, которым необходимо согласование импеданса, крайне важно, чтобы график зависимости индуктивности от частоты в полосе рабочих частот был как можно более плоским (рис. 1). И это еще не все. Поскольку на практике мы имеем дело с реальной, а не с идеальной катушкой индуктивности, то, кроме зависимости от частоты, индуктивность катушки в рабочем диапазоне частот не должна зависеть (или минимально зависеть) от тока и температуры. Вот та причина, по которой большинство ВЧ-катушек имеют керамический сердечник или не имеют его вообще (по факту в этом случае «сердечником» является воздух). Применение таких конструктивных решений связано с тем, что используемая для ВЧ-катушек керамика имеет очень низкий тепловой



Рис. 1. График зависимости индуктивности от частоты для катушки серии WE-TCI типоразмера 0402 (номер по каталогу компании Würth Elektronik: 744901115)



Рис. 2. Графики зависимости индуктивности Ls (синий график) и модуля импеданса |Z| (красный график) от частоты для катушки серии WE-RFH типоразмера 1008 (номер по каталогу компании Würth Elektronik: 744758256A) 17

коэффициент расширения, который обеспечивает высокую стабильность индуктивности и хорошо фиксирует токопроводящий элемент. Тем не менее и керамика, и воздух не обладают магнитными свойствами, то есть их относительная магнитная проницаемость µг составляет примерно единицу. Согласно уравнению (1), индуктивность однослойной катушки (ВЧ-катушки, как правило, однослойные) определяется как:

$$L = (\mu_r \mu_0 A_{eff} N^2) / I_{eff}$$
(1)

где L — индуктивность; μ_r — относительная проницаемость материала сердечника; μ_0 — проницаемость свободного пространства $4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м; A_{eff} — эффективная площадь поперечного сечения катушки с сердечником; I_{eff} — эффективная длина катушки на сердечнике; N — число витков катушки.

Если µ, ≈ 1, то значение индуктивности может увеличиваться только пропорционально квадрату увеличения числа витков, что конструктивно ограничено размерами компонента и габаритами каскада, в котором катушки применяются. Это причина того, что ВЧ-катушки на керамическом или воздушном сердечнике достигают значений индуктивности только в диапазоне наногенри. В случае если необходимы более высокие значения индуктивности, например в диапазоне микрогенри, то понадобятся ферритовые сердечники, относительная магнитная проницаемость которых намного больше единицы. Такое решение ВЧ-катушек



Рис. 3. Представление реальной ВЧ-катушки индуктивности (параллельные витки катушки действуют как электроды конденсатора, образовывая распределенную емкость)



Рис. 4. Эквивалентная схема ВЧ-катушки индуктивности: L — индуктивность; R — потери в проводе; С — распределенная емкость имеет место в сериях WE-RFI и WE-RFH компании Würth Elektronik eiSos (далее — Würth Elektronik).

Во многих ВЧ-приложениях, таких как схемы фильтрации, схемы согласования импеданса или генерации, а также для обеспечения стабильности катушка индуктивности должна иметь очень жесткие допуски на свою индуктивность. Другими словами, требуется ВЧ-катушка, реальное значение индуктивности которой будет как можно ближе к указанному в ее спецификации номинальному значению. Такова причина, по которой многие инженеры ценят более узкие допуски, идя при этом даже на дополнительные затраты, конечно, в разумных пределах. Но, тем не менее, подобный подход часто имеет место.

Однако необходимо учитывать, что в спецификациях на катушки как значение их индуктивности, так и их допуск указаны только для определенной частоты и в реальной схеме могут отличаться от заявленных.

Частота собственного резонанса катушки

Частота собственного резонанса f_{RES}, обычно обозначаемая как SRF (Self-Resonant Frequency), показывает, до какой частоты данная катушка ведет себя как индуктивность. На частоте SRF катушка ведет себя как резистор (то есть не имеет реактивной составляющей импеданса) и характеризуется лишь чисто резистивными потерями, а вот за пределами частоты SRF катушка ведет себя уже как конденсатор. Изменение индуктивности L_s и поведение импеданса |Z| реальной катушки индуктивности, в зависимости от частоты, вы можете видеть на диаграмме, представленной на рис. 2.

Как видно на графике зависимости, максимальное значение полного сопротивления катушки наблюдается на частоте SFR. Значение |Z| на частоте резонанса называется эквивалентным параллельным сопротивлением R_p и для ВЧ-катушки с высокой добротностью, как правило, находится выше 50 кОм. Откуда берется резонанс?

Как показано на рис. 3, между проводами и/или внутренними контактами любой катушки индуктивности имеется распределенная емкость. С учетом этой паразитной емкости эквивалентная схема реальной катушки индуктивности выглядит так, как это представлено на рис. 4.

В качестве дополнительного важного примечания необходимо упомянуть, что фактически есть еще несколько дополнительных паразитных эффектов, которые усиливаются с частотой. Поэтому для каждой катушки индуктивности компания Würth Elektronik предлагает своим клиентам их S-параметры, точно описывающие свойства компонента как функцию от частоты, которые учитывают все паразитные явления в катушке конкретного типа, типоразмера и номинальной индуктивности. Кроме того, для большинства серий своих ВЧ-катушек компания Würth Elektronik предлагает модели компонентов компании Modelithics, предназначенные для расчета в средах ADS и AWR. Компания Modelithics измеряет S-параметры катушек индуктивности на подложках разного типа и толщины, создавая глобальные модели, которые масштабируют чувствительные к подложке паразитные эффекты, это приводит к очень точному моделированию конкретных компонентов.

Возвращаясь к теме SRF, представим расчетное соотношение между индуктивностью катушки L, ее распределенной емкостью С_р и собственной резонансной частотой SRF. Эта зависимость показана в уравнении (2):

SRF =
$$1/(2p\sqrt{LC_p})$$
. (2)

Таким образом, поскольку паразитная емкость и индуктивность образуют параллельный колебательный контур, то SRF — это частота его резонанса. Или другими словами, это частота, на которой емкость компенсирует индуктивность, то есть оба реактивных сопротивления X₁ и X₂ равны.

Из предыдущего уравнения (2) также видно, что увеличение индуктивности и/или паразитной емкости снижает SRF, и наоборот. Поэтому чем больше значение индуктивности, тем ниже SRF.

Как отмечалось ранее, в большинстве случаев значение индуктивности должно быть стабильным и настолько близким к желаемому значению, насколько это возможно. На рис. 2 видно, что для этого сценария рабочая частота должна быть как можно дальше от частоты SRF. Консервативное эмпирическое правило гласит: работай на частоте по крайне мере в 10 раз ниже, чем значение SRF.

Однако бывают и исключения. Например, в случае если ВЧ-катушка используется в качестве дросселя для определенного диапазона частот, то весьма удобно выбирать ее так, чтобы рабочий диапазон частот был близок к значению ее SRF. Это связано с тем, что при таком раскладе импеданс катушки будет максимальным.

Повторим еще раз: если в спецификации типа datasheet собственная резонансная частота указана с минимальным значением в мегагерцах или гигагерцах, то такая ВЧ-катушка ведет себя как индуктивность, по крайней мере до тех пор, пока ее рабочая частота не достигнет хотя бы значения SRF.

Добротность

Добротность как фактор качества в равной степени относится и к ВЧ-катушкам, и к персональным компьютерам и автомобилям. Это очень важная характеристика и одна из первых вещей, которую каждый радиотехник принимает во внимание при оценке качества высокочастотной катушки индуктивности. Применительно к катушкам добротность (она традиционно обозначается буквой Q, от Q-Factor — Quality Factor) — это соотношение (следовательно, это безразмерная величина) между накопленной энергией Х, (реактивное сопротивление катушки) и потерями R_s, то есть служит показателем того, насколько идеальна катушка индуктивности. Уравнение, описывающее этот показатель, имеет вид:

$$Q = X_1 / R_s = \omega L / R_s, \qquad (3)$$

где ω — циклическая частота 2πf.

Более высокая добротность означает меньшие потери и, следовательно, меньшее затухание сигнала (минимизируя потребление энергии от источника возбуждения). При известной добротности, используя уравнение (4), можно вычислить эквивалентное параллельное сопротивление R_p катушки на частоте ее собственного резонанса, а зная R_p, можно прогнозировать ее поведение в схеме (рис. 4):

$$R_{\rm P} = Q \sqrt{L/C}.$$
 (4)

На более низких частотах, поскольку на них индуктивность примерно постоянна и реактивное сопротивление катушки небольшое, добротность Q получается низкой, но из уравнения (3) можно видеть, что вследствие роста реактивного сопротивления добротность также увеличивается с частотой (рис. 5).

На рис. 5 видно, что от области низких частот потери растут почти линейно, а значит, увеличивается и добротность. Однако для области высоких частот проявляются такие паразитные эффекты, как, например, скин-эффект, и потери внезапно увеличиваются, а следовательно, добротность, достигая своего максимума на некоторой частоте, начинает уменьшаться. В зависимости от производителя добротность Q задается либо как минимальное, либо как типичное значение для определенной частоты (обычно для той, для которой значение Q максимально). В случае с компанией Würth Elektronik, для того чтобы гарантировать клиентам значение добротности «как не менее», указывается ее минимальное значение.

Сопротивление постоянному току (R_{DC})

Такой параметр, как R_{DC} (иногда RDC или DCR), — это сопротивление катушки индуктивности постоянному току. Данный параметр не нужно путать с эквивалентным сопротивлением катушки на частоте резонанса, о котором говорилось ранее. Этот параметр описывает исключительно потери мошности в катушке индуктивности по постоянному току и на низких частотах. Для более высоких частот потери будут больше. Для ВЧ-катушек они связаны с такими эффектами, как скин-эффект или эффект близости. В любом случае знание R_{DC} является хорошей и простой отправной точкой для оценки потерь мощности ВЧ-индуктора. Очевидно, что R_{DC} зависит от толщины провода, которым выполнена катушка. Более толстая проволока означает не только меньшее значение R_{DC}, но и больший размер компонента. Поскольку добротность Q и RDC как часть общих потерь RS обратно пропорциональны (уравнение (3)), меньшее значение RDC приводит к большему показателю добротности. В спецификациях RDC определяется как максимально возможное значение «не более» в омах или миллиомах.

Номинальный рабочий ток

Номинальный рабочий ток I_R — это ток, при котором катушка индуктивности увеличивает свою температуру до определенного уровня относительно температуры окружающей среды ΔТ (рис. 6).

Величина ∆Т зависит от конструктивного исполнения и типоразмера катушек в серии. Для катушек компании Würth Elektronik допустимое значение ΔТ может быть равно +15, +20 и +40 °С (иногда в спецификациях ΔT приводят в градусах Кельвина, К). В стандартных высокочастотных устройствах, если это не усилители мощности, ток обычно невелик, поэтому данный параметр играет второстепенную роль. Тем не менее в случаях, когда требуются более высокие токи, компания Würth Elektronik предлагает ряд сильноточных катушек, которые доступны в сериях WE-KI HC, WE-AC HC и WE-RFH.

Номинальный рабочий ток определяется как максимальный постоянный ток в амперах или миллиамперах, который может проходить через катушку индуктивности без достижения максимальной для нее номинальной температуры с учетом температуры окружающей среды.



Рис. 5. Зависимость добротности Q (черный график), реактивного сопротивления Х_L (синий график) и сопротивления потерь R_s (красный график) для катушки индуктивности серии WE-RFH типоразмера 1008 (номер по каталогу компании Würth Elektronik: 744758256A)



Рис. 6. График зависимости номинального рабочего тока I_R катушки индуктивности серии WE-AC HC (номер по каталогу компании Würth Elektronik: 7449152090)

Размеры

Уж где-где, а в ВЧ-схемах размер имеет значение! На рынке, где требуются конечные решения все меньших габаритов, инженеры всегда придают большое значение данному параметру, особенно это касается катушек, которые часто являются самыми крупными компонентами в узлах и даже блоках. Компания Würth Elektronik предлагает своим клиентам ВЧ-катушки типоразмеров 0201–1208 (дюймовые). Коммерчески доступные размеры и диапазоны номинальных значений индуктивности ВЧ-катушек компании Würth Elektronik приведены таблице 1.

В случае катушек без сердечника размер указывается в миллиметрах и зависит от значения индуктивности, то есть, проще говоря, от числа витков и шага.

На этом этапе уже очевидно, что все прокомментированные выше характеристики катушки индуктивности взаимосвязаны. Например, катушка индуктивности типоразмера 0402 не может иметь столько же витков, сколько катушка типоразмера 0805. То есть максимальное значение ее индуктивности будет ниже. Кроме того, меньший размер означает более тонкий провод, что приводит к большему R_{DC} и, соответственно, к более низкой добротности. Поэтому инженеры, выбирая оптимальную для своих приложений ВЧ-катушку, должны принимать во внимание, что между размером, производительностью и конструктивным исполнением катушки существуют некоторые компромиссы.

Выводы по первой части обсуждения

После того как мы уяснили основные параметры ВЧ-катушек, сможем понять и различия между ВЧ-катушками и силовыми катушками (дросселями). В то время как для силовой катушки важно иметь высокий импеданс, для ВЧ-катушки, как правило, все наоборот: то есть ВЧ-катушка должна быть как можно более близкой к идеальной и, соответственно, иметь низкие потери. По этой причине основной характеристикой для ВЧ-катушек является добротность, а вот для силовых катушек высокая добротность часто вредна и даже искусственно уменьшается.

После того как параметры, указанные в техническом описании ВЧ-катушки, стали понятны, следующим шагом будет подробный анализ каждой серии ВЧ-катушек, предлагаемых компанией Würth Elektronik. Это позволит оценить и понять преимущества и особенности каждого варианта конструкции и конкретной серии столь популярных и незаменимых высокочастотных компонентов. Таблица 1. Размеры и диапазоны номинальных значений индуктивности ВЧ-катушек компании Würth Elektronik

Дюймовый (метрический)	WE-KI	WE-KI HC	WE-RFI	WE-RFH	WE-MK	WE-TCI
0201 (0603)					1—33 нГн	1—10 нГн
0402 (1005)	1—120 нГн	1—51 нГн			1—270 нГн	1—27 нГн
0603 (1608)	1,6 нГн—1 мкГн	1,8—390 нГн			1—470 нГн	
0805 (2012)	2,2 нГн—1,8 мкГн		0,47—10 мкГн			
1008 (2520)	3,3 нГн—1 мкГн		1,2—47 мкГн	0,47—10 мкГн		
1210 (3225)	22 нГн—1 мкГн					

Таблица 2. Конструкции ВЧ-катушек, предлагаемые компанией Würth Elektronik



ВАРИАНТЫ КОНСТРУКТИВНОГО ИСПОЛНЕНИЯ ВЧ-КАТУШЕК

Компания Würth Elektronik предлагает три варианта конструктивного исполнения ВЧ-катушек: проволочные (с сердечником и без сердечника), многослойные и пленочные. Обзор коммерчески доступных серий ВЧ-катушек компании Würth Elektronik приведен в таблице 2.

Проволочные катушки

Как следует из названия, эти катушки индуктивности выполнены наматыванием медной проволоки на сердечник (для ВЧ-приложений чаще керамический с относительной магнитной проницаемостью, близкой к единице, или из карбонильного железа, редко из феррита) или на удаляемую в процессе их изготовления оправку («сердечником» тогда является воздух). ВЧ-катушки без сердечника требуют жесткой фиксации (клеем или керамическим основанием), иначе их индуктивность будет «плавать» от температуры (среды и собственной, о последнем не забываем) и механических воздействий — ударов и вибрации. Для повышения жесткости бескаркасных катушек иногда используют провод большего сечения, чем этого требует конечное приложение. По сравнению с другими решениями проволока толще, и поэтому потери в такой катушке будут ниже. Как мы уже видели, низкие потери означают низкое значение R_{DC}, высокую добротность Q и высокий номинальный ток I_в. Кроме того, количество возможных витков здесь достаточно велико, поэтому с помощью данной конструкции можно достичь широкого диапазона номинальных индуктивностей.

Однако у этой конструкции есть недостатки. Из-за толщины проводов и близости витков намотки катушки друг к другу емкостный эффект между ними будет значительно выше, особенно при большом количестве витков и меньшем шаге намотки (максимальном при намотке вплотную). По сравнению с другими конструктивными решениями эта относительно высокая паразитная емкость приводит к более низкому значению частоты собственного резонанса SRF.

Многослойные катушки

Такая катушка индуктивности образуется путем создания множеством керамических слоев с нанесенными друг на друга печатными электродами. Затем, соединяя токопроводящие элементы через переходные отверстия, можно создать уже саму катушку. Этот процесс изготовления позволяет получить очень маленькие по размерам и лучшие по цене катушки.

С другой стороны, из-за малого размера проводников потери в такой катушке оказываются выше, чем при проволочной намотке, что приводит к большому значению R_{DC}, довольно низкой добротности Q и низкому номинальному рабочему току I_R.

Тонкопленочные катушки

Тонкопленочная технология заключается в печати проволоки на керамическом слое с помощью фотолитографии. Этот очень точный и многократно повторяемый процесс обеспечивает очень жесткий допуск индуктивности. Кроме того, тонкопленочные катушки очень тонкие и могут быть выполнены в очень малых типоразмерах.

Поскольку поверхность такого чипа невелика, количество витков в обмотках весьма ограничено, то по сравнению с другими структурами диапазон индуктивности катушек, выполненных по этой технологии, получается значительно ниже.

ОБЗОР СЕРИЙ ВЧ-КАТУШЕК КОМПАНИИ WÜRTH ELEKTRONIK

Керамические проволочные SMD-катушки индуктивности серии WE-KI

ВЧ-катушки серии WE-KI очень популярны и широко востребованы у потребителей и представляют собой проволочные катушки с керамическим сердечником (КІ — это сокращение от Keramische Induktivität, буквально: керамическая катушка индуктивности). Благодаря своей конструкции эта серия ВЧ-катушек предлагает наилучшее соотношение цены и качества.

В настоящее время компания Würth Elektronik в серии WE-KI предлагает три различных варианта ВЧ-катушек — А, В и С. Разница между ними заключается в различиях по внешнему виду и в том, что они изготавливаются на разных производственных линиях компании. Их параметры, внешний вид и цена немного различаются. Внешний вид вариантов исполнения ВЧ-катушек серии WE-KI представлен на рис. 7.

Преимущества ВЧ-катушек серии WE-KI:

- разработаны специально для высокочастотных приложений;
- наилучшее соотношение цены и качества;
- собственные резонансные частоты: до 12,5 ГГц;
- высокая температурная стабильность;
- высокая добротность;
- доступны катушки с различными допусками и типоразмерами;
- допуск по индуктивности: ±2% или ±5%:
- диапазон рабочих температур: -40...+125 °C.

Основные области применения ВЧ-катушек серии WE-КІ:

- трансиверы;
- приемники спутникового телевидения:
- телевизионные приставки:
- системы широкополосной передачи сигналов:
- Bluetooth;
- оборудование беспроводной локальной сети (LAN).

Керамические сильноточные проволочные SMD-катушки индуктивности серии WE-KI HC

ВЧ-катушки серии WE-КІ НС — одна из новейших серий компании Würth Elektronik. Как и серия WE-KI, они также представляют собой ВЧ-катушки с проволочной обмоткой на керамическом основании. Однако разница в том, что WE-KI HC имеет более толстый провод, следовательно, может выдерживать больший рабочий ток (поэтому в названии содержится HC — High Current, что означает «большой ток»). Кроме того, более толстый провод обеспечивает не только больший ток, но и более низкое значение R_{DC}, а значит, и более высокую добротность Q. Таким образом, можно сделать вывод, что серия WE-KI HC является версией серии WE-KI с более высокими характеристиками. Преимущества ВЧ-катушек

cepuu WE-KI HC:

- разработаны специально для мощных высокочастотных каскадов;
- значения индуктивности: 1–390 нГн;
- оптимальны для сильноточных приложений с номинальным рабочим током до 2,3 А;
- высокая собственная резонансная частота;
- очень высокая добротность;

- допуск по индуктивности: ±2%;
- диапазон рабочих температур: -40...+125 °C.

Основные области применения ВЧ-катушек серии WE-КІ НС:

- широкополосные фильтры;
- схемы развязки по высокой частоте.

SMD-катушки индуктивности серии WE-RFI с ферритовым сердечником

ВЧ-катушки серии WE-RFI также имеют проволочную намотку, но с ферритовым сердечником. Что это меняет? Все! Преимущество использования ферритового сердечника заключается в том, что можно достичь более высоких значений индуктивности (до 40 мкГн). Однако у них есть и недостаток: потери феррита очень быстро растут с увеличением частоты, то есть SRF не достигает более сотен мегагерц. Таким образом, ВЧ-катушки серии WE-RFI используются только для приложений в диапазоне частот нескольких мегагерц. В этом диапазоне частот катушки показывают хорошую добротность Q. Внешний вид ВЧ-катушек серии WE-RFI представлен на рис. 8.

Преимущества ВЧ-катушек

- cepuu WE-RFI:
- доступны с индуктивностью до 47 мкГн:
- высокая температурная стабильность;
- хорошая добротность;
- допуск по индуктивности: ±5%;
- диапазон рабочих температур: -40...+85 °C.

Основные области применения ВЧ-катушек серии WE-RFI:

- RFID:
- _ фильтры;
- низкочастотные радиочастотные приложения.



Рис. 7. Внешний вид ВЧ-катушек серии WE-KI компании Würth Elektronik



Рис. 8. Внешний вид ВЧ-катушек серии WE-RFI компании Würth Elektronik

Сильноточные SMD-катушки индуктивности серии WE-RFH с ферритовым сердечником

Как для серии WE-KI существует сильноточная версия (WE-KI HC), так и для серии WE-RFI есть ее сильноточная версия — серия WE-RFH. Принцип ее конструктивного исполнения тот же, но с более толстым проводом, что позволяет катушке выдерживать большие токи. Поскольку конструкция и материалы аналогичны WE-RFI, достигнутые значения индуктивности также очень высоки. Основные области применения серии WE-RFH телекоммуникационное оборудование. *Преимущества ВЧ-катушек серии WE-RFH*:

- более высокий рабочий ток, чем у серии WE-RFI;
- высокая температурная стабильность;
- доступны с большой индуктивностью;
- хорошая добротность;
- допуск по индуктивности: ±5%;
- диапазон рабочих температур: -40...+85 °С.

Керамические многослойные SMT-катушки серии WE-MK

ВЧ-катушки серии WE-MK — это многослойные катушки, выполненные на керамике (МК — Multilayer Keramik, что по-немецки означает «многослойная керамика»). Как отмечалось ранее, благодаря тому, что катушка интегрирована в многослойную керамическую структуру, серия ВЧ-катушек WE-MK является лучшим выбором с точки зрения цены. Однако, с другой стороны, ее RDC — выше, а добротность Q — ниже, чем у проволочных катушек индуктивности. Внешний вид ВЧ-катушек серии WE-MK представлен на рис. 9.

Преимущества ВЧ-катушек серии WE-MK:

- крайне низкая цена;
- маркировка полярности;
- очень высокая температурная стабильность;
- допуск по индуктивности: ±5%, ±0,3 нГн;
- очень высокое значение SRF;
- диапазон рабочих температур:
 -40...+125 °С;
- небольшие размеры и удобство пайки.

Основные области применения

ВЧ-катушек серии WE-MK:

- высокочастотные цепи;
- Bluetooth;
- оборудование беспроводной локальной сети (LAN);
- фильтры;
- генераторы;
- ноутбуки;
- РСМСІА-карты.

Тонкопленочные SMT-катушки серии WE-TCI

ВЧ-катушки серии WE-TCI представляют собой катушки индуктивности, выполненные по тонкопленочной технологии (TCI — Thinfilm Chip Inductors, буквально: «тонкопленочные чипиндукторы»). Это наиболее точная серия ВЧ-катушек с точки зрения допуска на индуктивность, причем они обеспечивают очень плоскую кривую зависимости индуктивности от частоты. ВЧ-катушки серии WE-TCI отличаются очень низким профилем. По сути, речь идет о самой тонкой ВЧ-катушке индуктивности из всего каталога компании Würth Elektronik. Кроме того, хотя их добротность не так высока, как у серии WE-KI, по этому параметру они значительно лучше, чем серия WE-MK. В настоящее время серия WE-TCI предлагается с допуском по индуктивности 2%, но возможна поставка с допуском до 1%. Внешний вид ВЧ-катушек серии WE-TCI представлен на рис. 10. Преимущества ВЧ-катушек

cepuu WE-TCI:

- очень высокая точность и плоская индуктивность во всем частотном диапазоне рабочих частот;
- высокая собственная резонансная частота;
- жесткие допуски: ±2% (±1% по запросу) или ±0,1 нГн;
- чрезвычайно низкий профиль;
- превосходная температурная стабильность;
- диапазон рабочих температур: –40...
 +125 °C;
- достаточно высокая добротность;
- небольшие размеры и удобство пайки.

Основные области применения ВЧ-катушек серии WE-TCI:

- мобильные телефоны;
- GPS-модули;
- оборудование беспроводной локальной сети (LAN);
- коммуникационные устройства;
- модули радиочастотных приемопередатчиков.

Сильноточные проволочные катушки без сердечника серии WE-CAIR

ВЧ-катушки серии WE-CAIR относятся к катушкам с «воздушным» сердечником. Они имеют проволочную структуру, но без сердечника, который не нужен из-за большего сечения используемого для их изготовления провода. Кроме того, их верхняя часть выполнена из эпоксидной смолы, что упрощает их выбор и размещение на печатной плате. Толстая проволока, естественно,



Рис. 9. Внешний вид ВЧ-катушек серии WE-MK компании Würth Elektronik



Рис. 10. Внешний вид ВЧ-катушек серии WE-TCI компании Würth Elektronik





Рис. 11. Внешний вид ВЧ-катушек серии WE-CAIR компании Würth Elektronik

Рис. 12. Внешний вид ВЧ-катушек серии WE-AC HC компании Würth Elektronik

обеспечивает очень низкие потери и, следовательно, чрезвычайно высокую добротность Q. Кроме того, это дает очень высокий допустимый номинальный ток (до 4 А). Очевидно, что использование провода с большим диаметром имеет свою цену — ВЧ-катушки серии WE-CAIR по своим размерам больше, чем все рассмотренные нами ранее ВЧ-катушки, и поскольку количество витков довольно ограничено, то доступно не так много вариантов с точки зрения значений индуктивности.

ВЧ-катушки серии WE-CAIR предлагаются в пяти различных размерах: 1322, 1340, 3136, 3168 и 4248. Внешний вид ВЧ-катушек серии WE-CAIR представлен на рис. 11.

Преимущества ВЧ-катушек

cepuu WE-CAIR:

- разработаны специально для мощных высокочастотных каскадов;
- значения индуктивности:
 1,65–538 нГн;
- очень высокая добротность Q: не менее 100;
- поддерживается высокий рабочий ток: до 4 А;
- допуски по индуктивности: ±2, ±5 и ±10%;
- хорошая паяемость (имеют луженые контакты);
- диапазон рабочих температур:
 –40...+125 °С.

Основные области применения ВЧ-катушек серии WE-CAIR:

– широкополосные фильтры;

- схемы развязки по высокой частоте.

Сильноточные проволочные катушки без сердечника серии WE-AC HC

ВЧ-катушки серии WE-AC HC представляют собой сильноточную версию, реализованную без сердечника, в виде горизонтальной катушки, которая выполнена плоской проволокой. Благодаря большой площади поперечного сечения проволоки катушки серии WE-AC HC могут выдерживать очень высокие токи. Номинальный ток ВЧ-катушек серии WE-AC HC достигает 40 А. Серия предлагается компанией Würth Elektronik в двух типоразмерах — 1010 и 1212. Внешний вид ВЧ-катушек серии WE-AC HC представлен на рис. 12.

Преимущества ВЧ-катушек серии WE-AC HC:

- индуктивность: 22-146 нГн;
- допуски по индуктивности: ±20%;
- не имеют насыщения и потерь в сердечнике;
- сверхнизкое значение RDC;
- поддерживается очень высокий рабочий ток: до 40 А;
- очень высокая добротность Q;
- диапазон рабочих температур: -40...+125 °С.

Основные области применения ВЧ-катушек серии WE-AC HC:

- сильноточные DC/DCпреобразователи с рабочей частотой выше 4 МГц;
- усилители мощности;
- сильноточные фильтры;

- источники питания;
- регуляторы и стабилизаторы высокочастотных напряжений;
- магниточувствительные приложения;
- схемы развязки по высокой частоте.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье рассмотрены особенности ВЧ-катушек и их отличия от силовых катушек индуктивности (дросселей) и предложения ВЧ-катушек из портфолио такой известной компании, как Würth Elektronik. Кроме объяснения наиболее важных характеристик ВЧ-катушек, были приведены аргументы для выбора оптимального варианта этих важных компонентов разных типов РЭА. Как можно видеть, предлагаемые компанией несколько серий высокочастотных катушек индуктивности могут быть использованы в самых разных радиои высокочастотных приложениях.

Помимо рассмотренной номенклатуры изделий, в портфолио компании Würth Elektronik имеется еще много интересных предложений. Компания также поставляет компоненты, выполненные по индивидуальным заказам. Вся необходимая информация, включая модели рассмотренных компонентов, доступна на сайте компании Würth Elektronik www.we-online.com.

НЕОБХОДИМОСТЬ В СТАНДАРТИЗАЦИИ ИЗМЕРЕНИЙ ΗΟΜИНАЛЬНОГО ТОКА

РИЧАРД БЛЕЙКИ (DR. RICHARD BLAKEY), АЛЕКСАНДР ГЕРФЕР (ALEXANDER GERFER)

введение

Несмотря на усилия некоторых производителей пассивных магнитных компонентов, понятие номинального тока продолжает оставаться предметом разногласий в индустрии силовой электроники. Производители все еще не пришли к единому мнению о том, как указывать этот параметр и как его использовать при разработке приложений. Это абсолютный параметр? Можно ли напрямую сравнивать значения номинального тока, заявленные разными производителями? На оба этих вопроса дается одинаковый отрицательный ответ. Некоторые производители пользуются недостаточно четким представлением о методе измерения номинального тока, чтобы представить полученные результаты в наиболее выигрышном свете.

Рабочая температура силового дросселя – важный параметр в любом приложении. Такие электрические параметры как индуктивность и, следовательно, насыщение сердечника, могут значительно меняться в заданном диапазоне температуры. Рабочая температура дросселя определяется самонагревом и температурой окружающей среды согласно уравнению (1):

$$T = T_{Amb} + \Delta T, \qquad (1)$$

где Т – рабочая температура дросселя; Т_{ать} – температура окружающей среды; ΔT – повышение температуры в результате самонагрева компонента.

Самонагрев возникает в результате генерации тепла дросселем при прохождении через него тока. В приложении с импульсным источником питания потери происходят при протекании постоянного и переменного тока. Их величина в значительной мере зависит от условий эксплуатации импульсного источника питания, к которым относится частота переключений и коэффициент заполнения. Чтобы упростить процесс измерения выделяемого тепла в результате самонагрева компонента, учитываются только потери постоянного тока в меди в соответствии с уравнением (2):

```
P_{DCLoss} = I^2 R_{DC}
```

(2)

где Р_{DCLoss} – потери в медной обмотке дросселя, Вт; I (A) – ток дросселя; R_{DC} – его сопротивление, Ом. Из этого уравнения ясно, что компоненты с более высокими значениями R_{DC} генерируют больше тепла при том же токе.

Тепло, образующееся из-за потерь в меди, поступает на проводники печатной платы через контактные площадки для пайки и в сердечник, где рассеивается путем конвекции и излучения в окружающее воздушное пространство. Температура компонента, через который проходит ток, повышается, пока не достигается равновесие между тепловыделением и отводом тепла. Способность компонента рассеивать тепло определяется его тепловым сопротивлением согласно уравнению (3):

ный ток, она все же дает представление о том, насколько хорошо компонент рассеивает тепло. Более подробную информацию с учетом особенностей конечного приложения можно получить с помощью онлайн-инструмента REDEXPERT, который точно рассчитывает потери и повышение температуры с учетом конкретных условий эксплуатации импульсного источника питания.

()

На данном этапе требуется уточнить терминологию и принципы, касающиеся электрических и тепловых параметров. Расчет тепловых параметров во многом схож с расчетом электрических параметров с использованием закона Ома (4) и ньютоновского закона охлаждения (5). По этой причине тепловые параметры рассчитываются аналогично (см. рис. 1):

 $\Delta V = IR;$

$$\theta_{\rm WA} = \frac{\Delta T}{P_{\rm DCLoss}},\tag{3}$$

где θ_{WA} – тепловое сопротивление между обмоткой и окружающей средой. Хотя эта формула учитывает только постоян-

(4) $\Delta T = \dot{Q} \theta$. (5)



Рис. 1. Визуальное представление закона Ома и ньютоновского закона охлаждения



Рис. 2. Визуализация трактов теплопередачи в упрощенной модели силового дросселя. Тепло распределяется между двумя контактными площадками (θ_{wP1} и θ_{wP2})

Поскольку тепло распространяется по теплопроводящим трактам, как электрический ток – по проводникам, для описания тепловыделения по аналогии с током обычно используется его источник. Величина теплового потока, как и падение напряжения на проводнике, ограничивается проводяшими/резистивными свойствами материала, поперечным сечением проводника и длиной тракта. Это в равной степени верно и для разницы температур между двумя теплопроводящими трактами. В простой модели дросселя тепло передается двумя способами: через обмотку на контактную площадку и через сердечник на его внешнюю поверхность (см. рис. 2).

На рисунке 2 θ_{wc} – тепловое сопротивление между обмоткой и поверхностью сердечника, а θ_{wp} – между обмоткой и контактной плошадкой.

Однако следует учитывать также эффективность теплового заземления. Чем ниже температура окружающей среды, тем больше перепад температур и тепловой поток. У дросселя, установленного на печатной плате, площадь поверхности сердечника и размер проводника печатной платы наряду с его поверхностной площадью представляют собой тепловые сопротивления между схемой теплопередачи и тепловым заземлением. Таким образом определяется полная, но упрощенная тепловая



Рис. 3. Эквивалентная тепловая модель силового дросселя

модель силового дросселя (см. рис. 3).

На рисунке 3 θ_{сл} обозначает тепловое сопротивление между поверхностью сердечника и окружающей средой, θ_{рт} представляет собой тепловое сопротивление между контактной площадкой и проводником, а θ_{та} – тепловое сопротивление между проводником и окружающей средой. Эта эквивалентная схема теплопередачи, по сути, состоит из параллельных резисторов и ряда делителей напряжения. Если одно значение сопротивления изменится, изменится поток тепла («ток»), что приведет к изменению температуры («напряжения») в разных частях цепи.

Рассмотрим возможность увеличения размера компонента, сохранив при этом неизменными все остальные параметры. Величина θ_с, значительно снизится, в результате чего увеличится количество тепла, распространяющегося от обмотки через сердечник в окружающую среду, и уменьшится тепловой поток через контактную площадку в проводники и окружающую среду. Как правило, это обычно наблюдается при использовании силовых дросселей большего размера, которые передают большее количество тепла воздуху. В то же время дроссели меньшего размера с меньшей площадью поверхности отдают большую часть тепла печатной плате. Увеличение толщины обмотки позволит уменьшить тепловое сопротивление между обмоткой и проводниками.

В результате количество тепла между обмоткой и поверхностью сердечника уменьшится, и больше тепла поступит в проводники печатной платы. Так обычно происходит в дросселях с более толстой обмоткой в приложениях с более высокими токами. Следовательно, при использовании более толстой проволоки саморазогрев уменьшается, а теплоотдача возрастает.

В обоих рассмотренных случаях облегчается отток тепла от обмотки в окружающую среду, что снижает саморазогрев компонентов. Это значит, что они могут работать при более высоких токах, чем дроссели меньшего размера с обмотками меньшего диаметра.

ИЗМЕРЕНИЕ НОМИНАЛЬНОГО ТОКА

В методе измерения номинального тока постоянный ток пропускается через дроссель, после чего измеряется его самая разогретая часть, а затем разность между установившейся температурой окружающей среды. Для построения зависимости между постоянным током и установившейся температурой его пошагово увеличивают с некоторого минимального значения. Однако особенности этого метода могут значительно повлиять на результат измерения.

Принудительное охлаждение (конвекция) компонента уменьшает величину θ_{CAV} увеличивая количество рассеиваемого тепла, что, в свою очередь, увеличивает номинальный ток. Из-за того, что некоторые производители не сообщают об использовании принудительного воздушного охлаждения при измерении номинального тока, некорректно сравнивать более высокие значения номинального тока со значениями этого параметра, представленными другими производителями.

Еще одним фактором, влияющим на повышение температуры дросселя, являются размеры проводников печатной платы. Как следует из примера с обмоткой, большая площадь поперечного сечения снижает тепловое сопротивление. То же относится и к размерам проводников печатной платы. Более широкие проводники и сравнительно большая толщина меди уменьшают величину θ_{PT}, увеличивая поток отводимого тепла от дросселя. Снижается также величина θ_{TA}, поскольку в результате увеличения площади поверхности проводника возрастает конвекция тепла и его излучение в окружающую среду. Эта информация тоже часто не указывается в технических описаниях, не позволяя получить четкое представление о тепловом сопротивлении.

НЕОБХОДИМОСТЬ В СТАНДАРТИЗАЦИИ НОМИНАЛЬНОГО ТОКА

Приведенные примеры показывают, что значениями номинального тока можно управлять так, чтобы обеспечить требуемые тепловые характеристики и высокий КПД. В некоторых случаях, однако, разработчик не имеет возможности сопоставить данные из технических описаний. Полупроводниковая отрасль столкнулась с этой проблемой несколько десятилетий назад, когда инженерам стало трудно напрямую сравнивать характеристики ИС. В итоге было решено стандартизировать процедуры измерения и форму отчетов о тепловых характеристиках. Благодаря стандартизации результаты измерения тепловых характеристик стало невозможно изменять по собственному усмотрению с маркетинговыми целями. Однако из-за разнообразия форм силовых дросселей потребовалось несколько лет, прежде чем стала очевидной потребность в стандартизации номинального тока.

КАК КОМПАНИЯ WE ИЗМЕРЯЕТ НОМИНАЛЬНЫЙ ТОК СИЛОВЫХ ДРОССЕЛЕЙ?

Компания Würth Elektronik (WE) предоставляет полную информацию об используемых процедурах измерения и, в частности, данные о влиянии номинального тока I_в на повышение температуры силовых дросселей. Применяемый метод основан на требованиях раздела 6 стандарта IEC 62024-2: 2020. Тестируемая печатная плата помещается в коробку размерами примерно 20×20 см. Плата не контактирует непосредственно с ее стенками и испытывает воздействие только естественной, а не принудительной конвекции. Метод измерения Würth Elektronik отличается от стандартного тем, что вместо термопары, вызывающей ошибку измерения, используется инфракрасная камера. Измеряется самая горячая внешняя область магнитного сердечника. Через образец пропускается ток; при этом температура стабилизируется со скоростью менее 1°С в минуту.

В измерениях использовалось несколько печатных плат, поскольку



Рис. 4. Параметры печатных плат, используемых для измерения номинального тока

Таблица 1. Величина номинального тока в проводниках на печатных платах Class A

Класс номинального тока	Номинальный ток дросселя І _к , А	Ширина проводника W, мм		
	$I_R \le 1$	1 ± 0,2		
	$1 < I_R \le 2$	2 ± 0,2		
	$2 < I_R \le 3$	3 ± 0,3		
1	$3 < I_R \le 5$	5 ± 0,3		
Class A	$5 < I_R \le 7$	7 ± 0,5		
	$7 < I_R \le 11$	11 ± 0,5		
	11 < I _R ≤ 16	16 ± 0,5		
	16 < I _R < 22	22 ± 0,5		

в ассортимент изделий Würth Elektronik входят компоненты разных размеров и типов исполнения. В основном, эти компоненты соответствуют требованиям раздела 6.3 упомянутого стандарта (см. рис. 4). У печатных плат IEC I_{class A} ширина проводника зависит от величины номинального тока (см. табл. 1).

Независимо от используемой печатной платы следует понимать, какие значения номинального тока фактически представлены в техническом описании. Они не являются абсолютными и могут применяться в любом приложении. Эти значения позволяют составить приблизительное представление об используемом диапазоне тока и сравнить их с параметрами других силовых дросселей. На тепловые характеристики силового дросселя влияет так много факторов, что невозможно в точности охарактеризовать его поведение в конечном приложении. В таких случаях точное знание о методике измерения является чрезвычайно полезным для проектирования. Когда известны все параметры, использованные в измерениях, исключается возможность манипуляции значениями номинального тока, что обеспечивает прозрачность и непротиворечивость данных, представленных в техническом описании.

СРАВНЕНИЕ ДРОССЕЛЕЙ

Давайте сравним силовой дроссель Würth Elektronik eiSos семейства WE-LHMI (744 373 460 68) с силовым дросселем аналогичной конструкции от конкурента. Сравним также дроссель серии WE-XHMI (744 393 46 100) с аналогом от другого производителя.

Примечательно, что номинальные токи в технических описаниях сравниваемых аналогов выше, хотя у этих компонентов больше R_{DC}, чем у компонентов WE (см. табл. 2). Измеренный номинальный ток обоих дросселей мы сравнили с помощью измерительной установки IEC 62024–2:2020. В каждом сравнительном измерении использовалась одна и та же установка, один и тот же метод контактирования и плата. Сравнивались значения тока I_{Class C} силового дросселя WE-LHMI и его аналога, а также значения тока I_{Class} _D компонента WE-XHMI и его аналога.

Температура обоих дросселей измерялась тепловизионной камерой. На тестовые платы подавался постоянный ток, пока температура дросселя не достигла 65°С, что на 40 К выше температуры окружающей среды 25°С (см. рис. 5–6). Несмотря на большее значение номинального тока в техническом описании, ток, при котором дроссель нагревается на 40°С, у компонента 7030 составил 4,4 А, а у дросселя WE-LHMI – 4,45 А (см. рис. 7). Этот ток I_{class с}

Таблица 2. Сравнение параметров из технических описаний силовых дросселей WE и аналога от другого производителя

Каталожный номер	Типоразмер	Индуктивность, мкГн	Ном. ток, А	Скорректированный номинальный ток	Ток насыщения, А	Сопротивление постоянному току, мОм
744 373 460 68	7030	6,8	3,4	4,45	8 при 20-% уменьшении индуктивности	54
Конкурент 7030	7030	6,8	4,5	-	8 при 20-% уменьшении индуктивности	54
744 393 46 100	6060	10	5,0	6,4	9,7 при 30-% уменьшении индуктивности	26,5
Конкурент 6060	6060	10	7,0	-	7,6 при 30-% уменьшении индуктивности	27





Рис. 5. Тепловизионные изображения компонентов WE-LHMI 744 373 460 68 (вверху) и 7030 (внизу)

Рис. 6. Тепловизионные изображения компонентов WE-XHMI 744 393 46 100 (вверху) и 6060 (внизу)

измерялся на одной и той же печатной плате. Ток нагрева WE-XHMI составил 6,6 A, а у конкурирующего компонента 6060–6,4 A (см. рис. 8) при измерении на печатной плате Class D. Заметим, что небольшие отклонения на кривой самонагрева могут быть вызваны допусками на параметры компонентов, особенно в случае с R_{DC}, и могут возникать даже при сравнении дросселей одинаковой конструкции из одной серии от одного производителя.

Использование шин, радиаторов и принудительной конвекции повышает величину рассеиваемого тепла. Об этом следует помнить при сравнении номинальных значений тока и выборе компонентов для прототипирования.

СКОРРЕКТИРОВАННЫЙ НОМИНАЛЬНЫЙ ТОК

В технических описаниях некоторых силовых дросселей может указываться дополнительный показатель – скорректированный номинальный ток I_вP. Он измеряется на печатных платах Class C или Class D. Печатные платы большей площади и толщины позволяют увеличить рассеиваемое тепло, а значит, повысить значения номинального тока. По сути, проводники большей площади и толщины воспроизводят эффект использования многослойных плат, радиаторов и принудительной конвекции, что особенно востребовано в автомобильных и электромобильных приложениях.

Номинальный ток дросселя WE-LHMI (744 373460 68) на устаревшей модели печатной платы WE равен 3,4 A (см. рис. 9а–10а), а скорректированное значение номинального тока IClass C – 4,45 A (см. рис. 9г–10г). Использование проводника шириной 5 мм при номи-



Рис. 7. Сравнение самонагрева WE-LHMI 744 373 460 68 (красная кривая) с аналогом 7030 от другого производителя (черная)



нальном токе приводит к повышению температуры на 49 К (см. рис. 96–106), что хорошо согласуется с заданным диапазоном рабочей температуры дросселя. В приложении с принудительным охлаждением использование одного и того же дросселя на той же печатной плате при том же токе влечет за собой



Рис. 9. Сравнение самонагрева дросселя WE-LHMI 744 373 460 68 на разных печатных платах и в разных условиях: ток I_R дросселя WE-LHMI на устаревшей печатной плате WE (черный); ток I_R дросселя WE-LHMI на устаревшей печатной плате I_{сtass c} (красный); ток дросселя WE-LHMI при ширине проводника 5 мм (синий); ток дросселя WE-LHMI при ширине проводника 5 мм и принудительной конвекции (синий курсив); постоянный ток I_{sat} магнитного насыщения дросселя WE-LHMI (серый)



Рис. 10. Тепловизионные изображения дросселя WE-LHMI 744 373 460 68 на разных печатных платах и в разных условиях эксплуатации

индуктивности

28

повышение температуры на 19,5 К (см. рис. 9в–10в). Хотя во многих приложениях такое повышение считается приемлемым, это значение можно безболезненно увеличить. При прохождении скорректированного номинального тока величиной 4,45 А по дросселю с проводником шириной 5 мм и принудительной конвекцией повышение температуры составило 34 К.

Это сравнение показывает, как скорректированный номинальный ток I_RP имитирует условия эксплуатации, в которых реализуются методы терморегулирования. Действительно, в этом сценарии дроссель способен работать при еще более высоких токах, пока падение его индуктивности ниже падения индуктивности при токе насыщения I_{SAT}, допускаемого конкретным приложением. Кроме того, значения I_R и I_RP можно сравнивать и руководствоваться ими при выборе дросселей перед созданием прототипа. Заметим, это основные параметры, учитывающие только постоянный ток в отсутствие других тепловыделяющих элементов на печатной плате. На практике также учитываются потери по переменному току и тепловое воздействие окружающих компонентов. Фактическое повышение температуры в конечных приложениях значительно варьируется в зависимости от условий эксплуатации.

выводы

Значения номинального тока, указанные в технических описаниях, служат руководством при выборе силовых дросселей. На повышение температуры этих компонентов могут влиять многие факторы, которые не всегда указываются в техописаниях всеми производителями, создавая искаженное представление о том, что на самом деле представляют собой значения номинального тока. Измерение и сравнение параметров конкурирующих аналогов показывает, что большие различия в значениях номинальных токов, взятых из техописаний, нивелируются при использовании стандарта IEC 62024–2: 2020. Сравнение характеристик дросселя в разных условиях эксплуатации демонстрирует, как используются параметры I_R и I_RP для калибровки рабочих параметров дросселя на практике.

Компания Würth Elektronik eiSos, которая одна из первых внедрила стандарт IEC 62024–2:2020, задает новый уровень доверия и прозрачности в представлении значений номинального тока силовых дросселей, исключая возможность манипулировать этими данными или неправильно их интерпретировать при измерениях или составлении отчетов.

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 annapamype (РЭА) они широко применяются и для других целей, эта функция по-прежнему остается востребованной и актуальной, и здесь часто необходимо запасти значительные порции 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 раннее торговое название Supercapacitor (суперконденсатор) перешло в разряд нарицательных, как это в свое время случилось с магнитофоном и ксероксом.

Функционально он представляет собой гибрид конденсатора 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 CH₃CN), 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 поверхности 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 емкостью и дает нам суперконденсатор.

Батареи и аккумуляторы способны хранить больший 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] 29

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-



- Стабильный ток
- Стабильное напряжение

Суперконденсатор (EDLC):

- Основные параметры,
- определяющие производительность: Номинальное рабочее напряжение UR Емкость С
- EDLC это устройства
- низкого рабочего напряжения! EDLC не является источником стабильного напряжения: его напряжение снижается при разряде

Условия разряда:

- Постоянное сопротивление
- . Стабильный ток
- Стабильная мощность

Рис. З. 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 процес-

са проектирования, приведены далее в соответствующих разделах.

ПАРАМЕТРЫ

И ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТЬ

Эквивалентная схема EDLCконденсатора показана на рис. 4.



Рис. 4. Эквивалентная схема EDLC

Основные параметры:

- V_в номинальное рабочее напряжение:
 - с твердым электролитом: примерно 2–3 В (тип.); - согласно спецификации.
- С 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 І_{Leak}, приведенный в спецификации;
- можно определить как $R_{Leak} = U_R / I_{Leak}$;
- оказывает влияние на время хранения заряда R_{Leak} ≈ 10 кОм – 1 МОм.
- Р выходная мощность, то есть мощность, потребляемая приложением. Параметры производительности:
- V₁ напряжение полного заряда конденсатора, обычно принимают $V_1 = V_R$.
- V₂ минимальное остаточное напряжение (напряжение отключения). Энергия, накопленная в конденсаторе:

$$E = \frac{1}{2}C(V_1^2 - V_2^2)$$
или
E = $\int P(t)dt = Pt$ (если $P(t) = \text{const.}$)

Максимальная отдаваемая мощность может быть определена как:

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

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:

$$R_P = V_1 / I_{\rm max} - R_{\rm ESR}.$$

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



Для упрощения здесь мы можем пренебречь потерями, вы-званными ESR и линиями подключения (провода и проводники печатной платы).



Рис. 5. Характеристика изменения напряжения V(t)

при зарядке конденсатора в условиях постоянного (стабильного) напряжения

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

Соответствующее время заряда рассчитывается по формуле:

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

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

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

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

В приведенных формулах: С — 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 $C = 50 \, \Phi$ и эквивалентным последовательным сопротивлением $R_{\rm ESR} = 0,02 \, {\rm Om}$ должен заряжаться от незащищенного источника питания при напряжении $V_1 = V_R = 2,7 \, {\rm B}$. Максимально допустимый ток источника питания составляет $I_{\rm max} = 5 \, {\rm A}$. Каким должно быть минимальное значение сопротивления защитного резистора R_{PI} чтобы предотвратить его перегрузку по току?

Начальные условия: $I_{\text{max}} = 5 \text{ A}$; $R_{\text{ESR}} = 0,02 \text{ Om}$; $V_1 = V_R = 2,7 \text{ B}$.

$$R_{P} = V_{1}/I_{max} - R_{FSR} = 2,7 \text{ B/5 A} - 0,02 \text{ Om} = 0,52 \text{ Om}.$$

Для предотвращения перегрузки по току на источнике питания следует использовать защитный резистор с *R*_{*p*}≥0,52 Ом. Номинал резистора выбирают с учетом допустимых отклонений и обеспечения приемлемого для конкретного приложения технологического запаса.

Пример расчета времени зарядки конденсатора



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

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

Начальные условия: C = 50 Ф; V = 2,16 В; V₁ = V_R = 2,7 В; R_{ESR} = 0,02 Ом; R_P = 0,51 Ом.

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

= $\ln\left(\frac{2.7 \text{ B}}{2.7 \text{ B} - 2.16 \text{ B}}\right) \times (0.02 \text{ Om} + 0.5 \text{ Om}) \times 50 \Phi \approx 42 \text{ c}.$

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

t

Разрядные характеристики конденсатора емкостью *С* на заданное сопротивление нагрузки *R*_L при условии *t*₀ = 0 рассчитываются по формуле:

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

Соответствующее время разряда рассчитывается по формуле:

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

Необходимая для заданного времени разряда емкость конденсатора рассчитывается по формуле:

$$C = \frac{t}{\ln(V_1/V) \times (R_{\rm ESR} + R_L)}.$$

В приведенных формулах: С — емкость конденсатора; V₀ — напряжение на конденсаторе в момент времени t_0 ; I₀ — 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 %; $R_{\rm ESR}$ — 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.

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



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

Пример расчета времени разряда конденсатора

Конденсатор с емкостью $C = 50 \Phi$ 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: $R_{\rm ESR}=$ 0,02 Ом; $R_{\rm L}=$ 1 Ом; C= 50 Φ ; $V_0=V_R=$ 2,7 B; V= 0,3 B.

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

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 $C = 50 \Phi$ 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: $R_{\rm ESR}=$ 0,02 Ом; $R_{\rm L}=$ 2 Ом; C = 50 Ф; t= 280 с; $V_{\rm 0}=V_{\rm R}=$ 2,7 В.

$$V = V_0 e^{-\frac{t}{(R_{\text{ESR}} \times R_L)C}} = 2,7 \text{ B} \times e^{-\frac{280 \text{ c}}{(0,02 \text{ OM} + 2 \text{ OM}) \times 50 \text{ }\Phi}} = 0,17 \text{ B}.$$

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 *l*_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 $C = 50 \Phi$ 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 A; *C* = 50 Ф; *V* = *V*_R = 2,7 B; *V*₀ = 0,3 B.

$$t = (V - V_0) \times (C/I_c) = (2,7 \text{ B} - 0,3 \text{ B}) \times (50 \text{ } \text{\Phi}/2 \text{ A}) = 60 \text{ c}.$$

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 $C = 50 \Phi$ 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: $I_c = 2 \text{ A}$; C = 50; $V_0 = 0,3 \text{ B}$; t = 5 c.

$$V = V_0 + I_c / C \times t = 0.3 \text{ B} + 2 \text{ A} / 50 \text{ } \Phi \times 5 \text{ c} = 0.5 \text{ B}.$$

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_{cr} 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 t₀ = 0) вычисляется по формуле:

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

Необходимая для обеспечения мощности *P_c* за время *t* емкость С 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 Р_с

Конденсатор с емкостью $C = 50 \Phi$ 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; $C = 50 \Phi$; $V_0 = V_R = 2,7$ В; V = 0,7 В.

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

$$t = ((2.7 \text{ B})^2 - (0.7 \text{ B})^2) \times C/2P_c,$$

$$(50 \text{ } \Phi/(2 \times 0.2 \text{ Br}) = 850 \text{ c.}$$

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 Р_с за время t

Полностью заряженный конденсатор с емкостью $C = 50 \, \Phi$ и номинальным напряжением $V_R = 2,7 \, B$ проработал в течение времени $t = 180 \, c$ при отдаче постоянной мощности, $P_c = 0,7 \, B$ т. Каково оставшееся напряжение на конденсаторе?

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

$$V = \sqrt{V_0^2 - \frac{2P_C}{C}t},$$
$$V = \sqrt{(2,7 \text{ B})^2 - \frac{2 \times 0.7 \text{ BT}}{50 \text{ }\Phi} \times 180 \text{ c}} = 1,5 \text{ B}.$$

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-преобра-зователей, которые уже имеют встроенные цепи и вход для балансировки суперконденсаторов. Например, контроллер LTC3330 компании Linear Techology (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 разгоняться 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 мошности 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 РЭА 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/energystorage-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-andapplications/oclc/857652984?referer=di&ht= edition

6. Conwa B. E. Electrochemical Supercapacitors — Scientific Fundamentals and Technological Applications. Kluwer Academics/ Plenum Publishers, NewYork. www.abebooks. com/Electrochemical-Supercapacitors-Scientific-Fundamentals-Technological-Applications/14258910824/bd

7. Super Capacitors (EDLCs). www.katalog. we-online.com/en/pbs/WCAP-STSC

 Рентюк В. Суперконденсаторы Murata: большая емкость при малых габаритах // Компоненты и технологии. 2015. № 10.

9. Древ 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/20 13/08/130821-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 индустриальными 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 проработка 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



0

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 COG) сделан из параэлектрического материала — оксида титана (TiO₂) (рис. 1а) с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_r = 10-50$, тогда как второй (более известный нам как X7R, X5R, Y5V) из ферроэлектрического материала — титаната бария (BaTiO₃) (рис. 16) со значительно более высокой проницаемостью $\varepsilon_r = 500-10000$. Именно различия в свойствах обоих материалов становятся причинами разного поведения конденсаторов в реальных применениях (табл. 1).

Именно с зависимостью емкости от напряжения придется стол-

Таблица 1. Основные свойства материалов

Свойства	Класс 1	Класс 2
Тип материала	параэлектрик	ферроэлектрик
Зависимость εг от напряженности поля	нет	да
٤r	10-50	500-10 000
Температурная зависимость	линейная	нелинейная
Зависимость емкости от напряжения	есть	нет
Старошио	практически	определенное
Старение	отсутствует	старение
Другие свойства	высокое сопротивление	наличие микрофонного
	ИЗОЛЯЦИИ	эффекта



Рис. 1. Структура материала: a) TiO₂; б) BaTiO₃







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 NP0, 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, партномера 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 удается 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 і_{рм} 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 РЕ.

Возникшая емкостная связь между радиатором и стоком ключа приводит к появлению синфазной помехи. Синфазный ток i_{см} 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_{см} 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:

$$V_{\rm P} = 230 \text{ B} \cdot \sqrt{2} = 325 \text{ B}.$$

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:

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

0

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

$$n_{CO1} = \frac{1}{\pi D} = \frac{1}{\pi \cdot 0, 2} = 1,592$$
.



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:

$$F_{co1} = n_{co1} \cdot f_{cLK} = 1,592 \cdot 100$$
 κΓμ =
= 159,2 κΓμ.

Таким образом, можно определить амплитуду первой гармоники:

$$c_1 = \frac{2V_P}{\pi n_{COI}} = \frac{2 \cdot 325 \text{ B}}{1,592\pi} = 130 \text{ B}.$$

Предположив, что емкость паразитной связи С_Р между импульсным источником питания и заземлением равна 20 пФ, можно установить величину синфазного тока первой гармоники I_{см1}:

$$I_{CM1} = \frac{2\pi \cdot f_{CO1} \cdot C_{P} \cdot C_{I}}{\sqrt{(50\pi \cdot f_{CO1} \cdot C_{P})^{2} + 1}} = \frac{2\pi \cdot 159, 2 \,\kappa \Gamma \mu \cdot 20 \,\, \pi \Phi \cdot 130 \,B}{\sqrt{(50\pi \cdot 159, 2 \,\kappa \Gamma \mu \cdot 20 \,\, \pi \Phi)^{2} + 1}} = 2,6 \,\,\text{MA}.$$

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}:

$$V_{CM} = Z \cdot I_{CM1} = 25 \text{ Om} \cdot 2,6 \text{ mA} = 0,065 \text{ B}.$$

В единицах дБмкВ получаем:

$$V_{\text{дБмкB}} = 20 \lg \frac{0,065 \text{ B}}{1 \text{ мкB}} = 96,26 \text{ дБмкB}.$$

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 раздельными 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 дальнейшим 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 емкостью по 330 нФ. Их собственная резонансная частота составляет около 2 МГц.

Из соображений безопасности резистор следует установить на стороне электрической сети параллельно конденсатору Х, который будет разряжаться после отсоединения источника питания от сети. Перед сетевым фильтром также устанавливается варистор, чтобы закоротить 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 Ү применяются для последующего подавления синфазных помех. В сочетании с дросселем WE-CMB они определяют частоту среза f₀ в соответствии с уравнением «Томсона»:



Рис. 6. Напряжение радиопомехи при использовании сетевого фильтра

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

 $C_{\rm Y} = \frac{1}{\left(2\pi \cdot \frac{f_{\rm CLK}}{10}\right)^2 \cdot L_{\rm CMC}} = \frac{1}{\left(2\pi \cdot \frac{100\,{\rm k}\,{\rm \Gamma}\,{\rm m}}{10}\right)^2 \cdot 39\,{\rm m}\,{\rm H}} = 6,5\,{\rm H}\Phi.$

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:

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

ФИЛЬТРЫ



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 Х емкостью 330 нФ двумя конденсаторами Х 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 Х 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:

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.

НОВЫЙ ВЫСОКОЧАСТОТНЫЙ РАЗЪЕМ WÜRTH ELEKTRONIK ДЛЯ ПОДКЛЮЧЕНИЯ АНТЕННЫ К МОДУЛЮ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ о

ВЛАДИМИР РЕНТЮК Rvk.modul@gmail.com

Развитие сенсорных и локальных сетей предприятий, «умных» систем учета ресурсов, «умных» домов и городов требует большого количества беспроводных устройств, которые служат узлами сети. Для этих целей разрабатываются и используются приемо-передающие модули самых разных технологий, основанные на стандартных протоколах ближней и дальней связи [1]. Однако мало выбрать оптимальный модуль, для него, кроме интерфейса с датчиком и организации питания, требуется подключение к антенне, часто через дополнительный усилитель мощности. Учитывая, что подобные решения функционируют, как правило, в области очень высоких частот, задача становится далеко не простой и для ее решения лучше обратиться к профессионалам отрасли, таким как компания Würth Elektronik.

введение

Функция линии передачи радиочастоты от модуля беспроводной связи заключается в направлении радиочастотного сигнала от источника (усилителя модуля) к нагрузке (антенне) или от источника (антенны) к входу приемника. Выполнить это необходимо с минимальными потерями (затуханием) и искажениями. Причем важную роль в передаче сигнала играет согласование линии передачи по импедансу. Даже если выходной импеданс источника и входной нагрузки совпадают, то добавление разъема в линию передачи способно привести к неоднородности из-за несоответствия импеданса и, следовательно, искажения сигнала ввиду возникновения отражений. Еще большую проблему создают кабельные переходы, так как в этом случае можно получить пять неоднородностей на трассе передачи — кабель и сочлененные разъемы. И если ВЧ-разъемы даже для области относительно низких высоких частот никто делать будет, то вот спаять кабельную сборку — попытаются (мол, что тут особенного: кабель и разъемы есть, мы же не лыком шиты).

Все верно, однако в практике автора статьи был случай, когда по так и не выясненной причине некоторые кабельные сборки (патчи длиной 20 см), правильно с точки зрения подключения собранные и прозвоненные, разрушали целостность высокочастотного сигнала — скорее всего, проблема была в утечках по изоляции, что влияло на их волновое сопротивление. Так что лучше приобретать не только разъемы, но и проверенные кабельные сборки, тем более для области гигагерцевых частот. Однако купить — это одно, а вот как их правильно применить — уже совсем другое дело. Для ответа обратимся к теории, опыту и практике, без которой, как известно, всякая теория мертва [2].

ИМПЕДАНС И ПРОБЛЕМА ПОДКЛЮЧЕНИЯ

Согласование импеданса определяет характеристики линии передачи. Характеристическое сопротивление стандартной линии передачи выражается как:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

Согласно приведенной выше формуле, основные факторы, влияющие на импеданс, включают: R (сопротивление на метр), L (индуктивность на метр), C (емкость на метр), G (проводимость на метр) и, наконец, не в последнюю очередь угловую частоту $\omega = 2\pi f$, где f— это частота сигнала.

Учитывая, что речь идет об области очень высоких гигагерцевых частот, подключение разъема требует тщательно продуманного решения линии передачи, выбор подходящего типа которой определяется конкретным приложением. Для организации таких линий передачи сигнала от выхода источника до разъема для подключения антенны или промежуточной кабельной сборки разработчикам доступны три основных варианта, приведенных в таблице 1. Наиболее подходящим вариантом для подключения коаксиальных разъемов, как правило, становится копланарный волновод с плоскостью заземления. Детально он показан на рис. 1.

Выглядит он просто, но в реальной жизни все сложно. Посмотрите на факторы, определяющие характеристический импеданс линии передачи копланарного волновода на печатной плате:

- ε_r относительная диэлектрическая проницаемость подложки;
- W— ширина проводника;
- Н толщина диэлектрика основания;
- Т толщина проводника (толщина меди);
- D расстояние от сигнальной линии до копланарных заземляющих проводников;
- Cε, относительная диэлектрическая проницаемость покрытия (припой или защитное покрытие).

Важно понимать, что на импеданс линии передачи влияет каждый фактор, но основное значение имеет выбор материала печатной платы. Его влияние мы используем для наглядности. В качестве подложки для печатной платы используются различные типы материалов — обычно FR-1, FR-4, CEM-1 и другие. Каждая такая подложка имеет свою относительную диэлектрическую проницаемость — это безразмерная физическая величина, которая характеризует свойства изолирующей (диэлектрической) среды по отношению к вакууму и дополнительно варьируется не только у разных



Рис. 1. Копланарный волновод с плоскостью заземления

производителей (у наиболее популярного FR-1 — в пределах 5,5–6), но и в зависимости от частоты. В качестве примера на рис. 2 приведена зависимость характеристического импеданса от относительной диэлектрической проницаемости подложки и ширины печатного проводника. Обсуждение влияния на импеданс линии передачи других факторов выходит за рамки данной статьи и подробно описывается в [2].

То, о чем мы говорили выше, касалось только части линии передачи. Не менее важным моментом для рассматриваемой области частот становится само подключение разъема к этой части линии. Обычно для этого используется монтаж в стык платы, как это показано на рис. 3. Однако разъемы с круглыми штырями имеют больший центральный штифт, что создает значительные нарушения целостности импеданса после пайки, поэтому ширину дорожки рядом с центральным контактом разъема (рис. 26) обычно уменьшают. Однако чем меньше ширина печатного

Таблица 1. Три основных варианта линии передачи



проводника в конце, тем лучше согласование, но сложнее пайка.

Для копланарного волновода значение импеданса можно повысить, уменьшив ширину сигнального проводника. Также достичь идеального импеданса удается с увеличением расстояния между дорожкой и ее копланарным заземлением (GND), как это показано на рис. 4.

Оба предыдущих варианта, кроме, скажем так, традиционных проблем с согласованием импеданса выносных разъемов, устанавливаемых на край печатной платы, увеличивают габариты устройства, что не всегда удобно для ряда компактных приложений, напри-



Puc. 2. Импеданс (ZO) обратно пропорционален диэлектрической проницаемости (ε,) и ширине печатного проводника: а) зависимость характеристического импеданса от относительной диэлектрической проницаемости подложки; б) зависимость характеристического импеданса от ширины дорожки платы

мер упомянутых в начале статьи узлов сенсорной сети. Для этой цели предпочтительны разъемы, установленные на печатную плату.

Здесь нам доступно два варианта с установкой в отверстие (Thought Hole, THT) и с установкой на поверхность (Surface Montage Device, SMD). Однако для типовых разъемов ТНТ и SMT достичь идеального соответствия сложнее. Часто это происходит из-за наличия плохо контролируемого зазора после припаивания разъема к плате, который увеличит значение импеданса (рис. 5).

Кроме того, разъемы ТНТ и SMT расположены перпендикулярно дорожке на печатной плате, что снижает импеданс. Так, удлиненные ножки соединителя для центрального контакта ТНТ уменьшают значение импеданса. Разрыв импеданса возникает на очень коротком расстоянии для разъемов ТНТ, поэтому его труднее исправить корректировкой дорожек на печатной плате. По этой причине из-за связанной с ней проблемы с согласованием импеданса типовые разъемы ТНТ и SMT обычно не используются в высокочастотных продуктах.

Для решения описанной задачи компания Würth Elektronik расширила свою номенклатуру коаксиальных соедини-



Рис. 3. Типовой ВЧ-разъем и вариант его монтажа на печатную плату



Рис. 4. Модификация копланарного волновода для улучшения согласования импеданса

телей, выпустив сверхминиатюрный коаксиальный ВЧ-разъем типа WR-UMRF (Ultra-Miniature RF) [3], чей внешний вид показан на рис. 6, а чертежи приведены на рис. 7.

Предлагаемый WR-UMRF — это новый, чрезвычайно компактный высокочастотный коаксиальный разъем типа Receptacle, Male Pin (розетка со штырем). Изолятор разъема выполнен из жидкокристаллического полимера (LCP), контактная система — из латуни и фосфористой бронзы с покрытием «золото по никелю». Вилка защелкивается в розетку, образуя стабильное вертикальное соединение кабеля с платой, высота которого составляет всего 2,5 мм. Подобная экономичная технология соединения особенно удобна для подключения антенн к радиомодулям. Диапазон рабочих частот разъема WR-UMRF — от напряжения постоянного тока и вплоть до 6 ГГц при волновом сопротивлении 50 Ом. Имея высоту 2,5 мм, разъем WR-UMRF представляет собой низкопрофильное соединение, и для его размещения на печатной плате



Рис. 5. Зазор между платой и разъемом

нужна площадка размером 3,1×3 мм. По своим техническим характеристикам разъем WR-UMRF совместим со многими аналогичными изделиями на рынке. Технические характеристики разъема WR-UMRF приведены в таблице 2.

КСВН (коэффициент стоячей волны по напряжению) в конкретном приложении может различаться в зависимости от компоновки печатной платы, причем влияние оказывает не только разброс по относительной диэлектрической проницаемости материала, но и допу-



Рис. 6. Внешний вид сверхминиатюрного коаксиального B4-разъема типа WR-UMRF компании Würth Elektronik

ски при ее производстве. Иногда даже шероховатость медного слоя становится фактором, влияющим на импеданс линии передачи. Поэтому крайне важно не только качественно изготовить печатную плату, но и выбрать разъем с минимальными вносимыми потерями и низким КСВН. Именно такими характеристиками обладает разъем типа WR-UMRF компании Würth Elektronik.

Преимущество разъема в том, что его конструкция позволяет улучшить импеданс непосредственной посадкой

Таблица 2. Разъем WR-UMRF компании Würth Elektronik, технические характеристики

Характеристики	Условия измерений	Значение
Импеданс	DC~6 ГГц	50 Ом
Диапазон частот		DC—6 ГГц
КСВН	DC~3 ГГц	1,3
Вносимые потери	DC~3 ГГц	0,3 дБ
КСВН	3~6 ГГц	1,4
Вносимые потери	3~6 ГГц	0,6 дБ
Сопротивление изоляции	100 B (DC), 120 c	500 МОм
Выдерживаемое напряжение	200 B (AC), 60 c	200 В (с.к.з.)
Диапазон рабочих температур		−40…+90 °C



Рис. 7. Чертежи и рекомендованное посадочное место сверхминиатюрного коаксиального ВЧ-разъема типа WR-UMRF компании Würth Elektronik (размеры в мм)

соединители



Рис. 8. Установка разъема с исключением зазора

WR-UMRF на печатную плату и пайкой трех плоских контактных площадок, которые ложатся на ПП (рис. 8), а не заполнением зазора паяльной пастой, как рекомендовано в [2] (рис. 5). Естественно, в любом случае пайка влияет на импеданс, увеличивая его. Для его уменьшения можно расширить зазор между сигнальным проводником и заземлением, как показано на рис. 8.

Установка разъема иногда требует переходных отверстий, естественно влияющих на согласование импеданса. Причем для варианта копланарного волновода без таких переходов просто не обойтись.

При использовании компланарной конструкции волновода рекомендуется добавить несколько сквозных отверстий к копланарному заземлению, окружающему трассу (рис. 10). Сквозные отверстия соединяют верхние трассы и нижний слой, который является слоем заземления. В зависимости от максимальной частоты сигнала переходные отверстия должны располагаться на расстоянии не более 2-4 мм, это необходимо, чтобы копланарные дорожки заземления сохраняли свой потенциал заземления. Полезная общая информация по разводке печатных плат с высокочастотными сигналами, в том числе и с использованием копланарных волноводов, доступна по ссылке [5].

Кроме разъема типа WR-UMRF компания Würth Elektronik предлагает соответствующие ему кабельные сборки, значительно упрощающие монтаж антенн, вынесенных за плату модуля. Полная номенклатура таких сборок доступна



Рис. 10. Реализация перехода от копланарных дорожек заземления к слою заземления (GND)

по ссылке [4]. Кабельные сборки выполнены с различными комбинациями разъемов UMRF к SMA или к RPSMA. В качестве опции предлагаются сборки с разъемами SMA и RPSMA и защитой класса IP67. В номенклатуре сборок представлены модели длиной 100–1000 мм с кабелями диаметром 1,13; 1,32 и 1,37 мм (подробности по ссылке [4]). Общие варианты исполнения представлены в таблице 3.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

импеданса

Для успешного применения беспроводных и радиочастотных технологий важно не только правильно выбрать или при необходимости самостоятельно разработать высокочастотный приемопередающий модуль и соответствующую антенну. Необходимо обеспечить их точное сопряжение с учетом всего тракта передачи радиочастотного сигнала, то есть от модуля беспроводной связи как источника сигнала или усилителя мощности к нагрузке (антенне) с минимальными потерями и искажениями. Поскольку на этом пути не обойтись без разъемов, а порой и кабельных сборок, к их выбору необходимо подходить ответственно и со всей тщательностью. Выбор при этом должен быть сделан в пользу компании, имеющей опыт в их изготовлении и гарантирующей заявленные характеристики своей продукции. Такой

компанией и является компания Würth Elektronik из группы компаний Würth Elektronik Group. Кроме того, не меньшее значение имеет и выбор ответственного поставщика, способного предложить необходимый продукт и уполномоченного представлять компанию на вашем локальном рынке.

Область пайки

Зазор между областью пайки и землей

ЛИТЕРАТУРА

Рис. 9. Создание зазора между сигнальным проводником и плоскостью заземления для согласования

1. Рентюк В. Краткий путеводитель по беспроводным технологиям «Интернета вещей» // Control Engineering Россия. 2017. № 6. 2018. № 1, 2.

2. Tsai O. Coaxial PCB Connector — PCB-Transmission Line Design Guide. Application Note ANE012a, 2021-07-30. www.we-online. com/catalog/media/0563287v410%20 ANE012a%20EN.pdf

3. WR-UMRF PCB Receptacle SMT with 3 Pads. www.we-online.com/catalog/en/PCB_ RECECTACLE_SMT_WITH_3_PADS

4. www.we-online.com/catalog/en/em/ connectors/coax/coaxial_connectors_cable_ assemblies/umrf_combinations

5. Уайтт К. Особенности конструирования печатных плат с выполнением требований по ЭМС // Компоненты и технологии. 2019.№6.

Вариант конструк-	Описание					
тивного исполнения	У изготовителя	У поставщика				
2	WR-UMRF UMRF Right Angle Plug to UMRF Right Angle Plug	WR-UMRF правоугловой штекер UMRF к правоугловому штекеру UMRF				
\bigcirc	WR-UMRF UMRF SMA Bulkhead Jack to UMRF Right Angle Plug	WR-UMRF UMRF SMA разъем на стенку к правоугловому штекеру UMRF				
<i>•</i>	WR-UMRF UMRF IP67 RPSMA Bulkhead Jack to UMRF Right Angle Plug	WR-UMRF UMRF IP67 RPSMA разъем на стенку к правоугловому штекеру UMRF				
	WR-UMRF UMRF IP67 SMA Bulkhead Jack to UMRF Right Angle Plug	WR-UMRF UMRF IP67 SMA разъем на стенку к правоугловому штекеру UMRF				
0	WR-UMRF UMRF RPSMA Bulkhead Jack to UMRF Right Angle Plug	WR-UMRF UMRF RPSMA разъем на стенку к правоугловому штекеру UMRF				

Таблица 3. Общие варианты исполнения РЧ кабельных сборок компании Würth Elektronik, выполненных на основе нового разъема WR-UMRF

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 ∆t, поэтому здесь выбор остается за изготовителем. Например, для сертификации UL (UL1059 — клеммные колодки) компания Würth Elektronik выбрала максимальное значение ∆t — 30 K1.

Различные стандарты также могут использовать разные процедуры испытаний, число точек измерения и, как было сказано, значение ∆t, 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, a *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:

$$\Delta t = k \times R \times l^2,$$

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

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». 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 I2 без какихлибо тонких измерений (рис. 1).

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

Аt₄ ипи Аt₂



Рис. 1. Принцип сравнительного теста на повышение температуры

49

0

(1)

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

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

$$t = \Delta t + t_{ambient}.$$
 (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 Th_1 (превышение температуры крайней левой клеммы) при токе 10 А рассчитывается следующим образом:

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

Следовательно, если вам известно ∆*t* соединителя при одном токе, то вы в тех же условиях среды и для того же соединителя можете оценить ∆*t* 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:

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

где *R*_t — сопротивление металлического проводника при температуре *t*, Ом; *R*₀ — сопротивление при температуре *t*₀, Ом; α — температурный коэффициент сопротивления, K⁻¹; *t* — температура, °C (или K).

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

$$\alpha_{copper} \approx 4 \times 10^{-3} \text{ K}^{-1}$$
; $\alpha_{brass} \approx 1.5 \times 10^{-3} \text{ K}^{-1}$.

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	Th ₁ внешней клеммы	Th ₂ средней клеммы	Th ₃ внешней клеммы	Погрешность прогноза, К
Измеренное Δ t, К	5	1,3	1,6	0,9	0
Расчетное Δ t, К		1,2	1,6	1	U
Измеренное Δt , К	10	5,4	7	4,4	0.5
Расчетное Δ t, К		4,8	6,5	3,9	0,5
Измеренное Δt , К	15	11,5	15,4	9,5	0.7
Расчетное Δ t, К		10,8	14,6	8,7	0,7
Измеренное Δt , К	20	19,2	25,9	15,5	na
Измеренное Δt , К	25	29	38,8	22,9	1.2
Расчетное Δ t, К		30	40,5	24,2	-1,5
Измеренное Δt , К	30	41,8	55,9	32	21
Расчетное Δ t, К		43,2	58,3	34,9	-2,1

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

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

который дает значение сопротивления при температуре +100 °C как R_{100°C} = 1,2×R_{20°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 К. 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 теоремы Аррениуса, повышение температуры на 10 °С 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 °С, чтобы избежать длинной плоской и неинформативной области графика.
- Для стандарта UL от t_{max} 30 К 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 К.



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, °С	Внутренняя температура соединителя, °С	∆t, K	Отклонение ∆t от ∆t при +23 °C, К	Отклонение ∆t от ∆t 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 К) для разъема при токе I_1 (в А), 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 о

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.

a)

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 всенародной 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 планируется 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 конструу ирования 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 прелъявляются 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 (РВТ), 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 °C 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 чересчур 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-А-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 отмывки, 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].



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 недостаточно 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 участков 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_{ліп} и сюда еще добавляется объем на галтель V_{fillet} для верхней и нижней стороны печатной платы (для сквозного отверстия их две).

Формула имеет вид:

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

где

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

$$V_{\rm pin} = L_{\rm pin} \times W_{\rm pin} \times T, \tag{3}$$

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

55



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

вывода (для вывода с круглым сечением заменяются диаметром вывода); *Т* — 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 — Ø0,89 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:

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

Далее по формуле (3) и (4) получаем:

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

 $V_{\text{fillet}} = 0,215 \times [(1,4-0,89) \text{ MM}]^2 \times 2\pi \times (0,2234 \times (1,4-0,89) \text{ MM}+0,5 \times 0,4 \text{ MM}]$ = = 0,11 MM³.

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

V_{paste} = 2(0,9954 мм³-0,256 мм³+ +2×0,11 мм³) = 1,9188 мм³.

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*_{аperture} в общем случае должна быть:

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

Для рассматриваемого нами случая мы будем иметь:

$$S_{\text{aperture}} = (1,9188 \text{ Mm}^3 - 0,9954 \text{ Mm}^3)/$$

/0,15 MM = 6,15 MM².

Здесь объем отверстия V_{hole} следует вычитать, поскольку он был заполнен после печати. Таким образом, мы можем спроектировать апертуру трафарета как $S_{aperture} = 2,2 \text{ мм} \times 2,8 \text{ мм} = 6,15 \text{ мм}^2$. Рекомендуемая 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 вытравленными 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 оплавления, используемый для элементов компании Würth Elektronik для технологии THR

Рис. 13. Упрощенная схема технологического процесса THR с профилем оплавления 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 апертуры трафарета, согласно [5], должна быть не меньше пяти диаметров частиц припоя («Классификация припойных паст в зависимости

Таблица. Полные параметры профиля оплавления под технологию THR

Параметр профиля

Минимальная температура предварительного нагрева

Максимальная температура предварительного нагрева

Время предварительного нагрева t_s от $T_{s min}$ до $T_{s max}$

Скорость повышения температуры на участке Т_L-Т_P

Температура ликвидуса

Время выдержки при температуре выше Т

Максимальная температура пайки

Время выдержки в пределах -5 °C от заданной максимальной температуры

Скорость снижения температуры на участке Т_Р-Т₁

Время достижения максимальной температуры от 25 °C

Число циклов оплавления

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 вдавливаться 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 оплавления

Компания Würth Elektronik предлагает профиль оплавления на основе рекомендаций 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

Обозначение

T_{s min}

T_{s max}

t,

TL

t

T₀

tp

Числовой

+150 °C

+200 °C

60–120 c

3 °C/c max

+217 ℃

60–150 c

В спецификации

20-30 c

6 °C/c max

8 мин тах

2 цикла тах

показател

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)

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, Lifflefuse 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 параметры 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 a₁, a₂, a₃, a₄ и отраженными волнами b₁, b₂, b₃, b₄:

$\begin{bmatrix} b_1 \end{bmatrix}$		(s ₁₁	\mathbf{s}_{12}	\mathbf{s}_{13}	\mathbf{s}_{14}		$\begin{bmatrix} a_1 \end{bmatrix}$
b_2	_	\mathbf{s}_{21}	\mathbf{s}_{22}	\mathbf{s}_{23}	\mathbf{s}_{24}		a ₂
b_3		\mathbf{s}_{31}	\mathbf{s}_{32}	\mathbf{s}_{33}	\mathbf{s}_{34}		a ₃
b ₄		\mathbf{s}_{41}	\mathbf{S}_{42}	\mathbf{s}_{43}	\mathbf{S}_{44})	a ₄

Определение S-параметров в матрице зависит от характеристического импеданса Z₀, 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 дугой стороны, на точность измерения влияют паразитные эффекты.

0



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:

b_{d1}		s _{dd11}	\mathbf{s}_{dd12}	\mathbf{S}_{dc11}	\mathbf{s}_{dc12}		a_{d1}
\boldsymbol{b}_{d2}	_	\mathbf{S}_{dd21}	\mathbf{s}_{dd22}	\mathbf{s}_{dc21}	\mathbf{s}_{dc22}		a_{d2}
\boldsymbol{b}_{d3}		\mathbf{S}_{cd11}	\mathbf{s}_{cd12}	\mathbf{S}_{cc11}	\mathbf{s}_{cc12}		a _{c1}
_b _{d4} _		\mathbf{S}_{cd21}	\mathbf{s}_{cd22}	\mathbf{S}_{cc21}	\mathbf{s}_{cc22})	a _{c2}

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 І _к , 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_{4d21}. 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

С БАЛУНОМ ИЛИ ИЛИ БЕЗ — ВОТ В ЧЕМ ВОПРОС

Что такое балун?

Название «балун» или в англ. терминологии «BALUN» — это сокращение от «BALanced/Unbalanced». 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 отправитель, 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	

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-дросселях 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, больший зазор между обмотками позволяет уменьшить число витков в обмотках. Чем оно меньше, тем ниже импеданс, что, в свою очередь, смешает 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.

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 ΓΓμ.

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 mixedmode 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).

 A_6

D.

D_

B₇

 A_7

D

D,

 B_6

 A_8

SBU1

 CC_2

B₅

B₄

A₉

 A_{10}

Rya Rya

Ba

A₁₁

T_{X2},

B₂

B₁

 A_{12}

 A_5

 CC_1

SBU2

B₈

АДАПТЕР USB ТҮРЕ-С

 A_1

B₁₂

 A_2

T_{V1+} T_{V1}

R_{x1+}

B₁₁

 A_3

 A_4

В современных условиях требуется, чтобы универсальная шина (USB) была меньше, тоньше и легче. Разъем USB Туре-С 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 Туре-С 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 A_1/A_4 , A_9/A_{12} , B_1/B_4 и B_9/B_{12} , пары SuperSpeed+ $A_2/A_3/B_{10}/B_{11}$ и $A_{10}/A_{11}/B_2/B_3$ и non-SuperSpeed+ A_6/A_7 и B_6/B_7 . Все три функции можно рассматривать отдельно, а необходимую защиту и фильтрацию можно увидеть на рис. 2. Кроме того, контакты A_5/B_5 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 Z_0 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):

$$Z_{0} = \frac{87}{\sqrt{\varepsilon_{r} + 1.41}} \ln\left[\frac{5.98h}{0.8w + t}\right], \quad (1)$$

$$Z_{diff} = 2Z_0 \left[1 - 0.48 e^{-0.96(s/h)} \right].$$
 (2)

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



B₁₀

Bα



Рис. 2. Блок-схема адаптера USB Туре-С





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

интерфейсы



Рис. 4. Внутреннее расположение элементов адаптера USB Туре-С

Линии передачи питания USB 3.1

Итак, шина питания разъема USB Туре-С 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 максимальный 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



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

фильтра элементов приведен в таблице 2, а электрические характеристики использованного в нем конденсатора WCAP-CSGP (885012107018) [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 мошность не выше 60 Вт. то есть максимальная номинальная мощность «нормального» кабеля. Следовательно, может не возникнуть насущной потребности реализовывать фильтр, способный передавать мощность в 100 Вт. Следуюший 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	$\Delta T = 40 \text{ K}$	8 A	Максимальное
R _{DC}		4,5 Ом	Максимальное

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

Обозна- чение	Серия	Номер для заказа	Номиналь- ное 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
Dc	WE-TVS	824 045 810	20 B

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

Пара- метр	Условия определения	Значение	Погрешность
C	1 ±0,2 В (с.к.з.); 1 кГц ± 10%	4,7 мкФ	±25%
U _R	·	25 B	Максимальное
D_{F}	1 ±0,2 В (с.к.з.); 1 кГи ±10%	≤10%	Типовое
R _{iso}	Приложение напряжения U _R длительностью 120 с, максимальное	≥0,02 ГОм	



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



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

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 B



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

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 (824012823) [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 рабо-

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

Параметр	Условия определения	Значение
C _{Ch}	V _{GND} = 0 B; V _{1/0} = 1,65 B; f = 1 МГц; между I/O и GND	0,18 пФ (типовая) 0,27 пФ (макс.)
C _x	V _{GND} = 0 B; V _{I/0} = 1,65 B; f = 1 МГц; между I/0	0,04 пФ (типовая) 0,08 пФ (макс.)



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

64

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

Параметр	Условия определения	Значение	Погрешность
Z	100 МГц	60 Ом	±25%
U _R		20 B	Типовое
I _R	$\Delta T = 40 \text{ K}$	600 мА	Максимальное
R _{DC}	T = +20 °C	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







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

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. 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) 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 Туре-С. Для обновления сигнала в каждом USB-приемнике имеется эквалайзер, который отвечает за открытие глаза (рис. 13).

На рис. 14, 15 показаны дифференциальные импедансы Z_{driff} 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-

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], выполняя 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

 Рентюк В. Что нужно знать об испытаниях на выполнение требований по ЭМС для изделий коммерческого назначения // Компоненты и технологии. 2017. № 7.

 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 Туре-С: 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 о

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 В
5	Земля
6	Линия питания
9	Линия передачи сигналов А
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_{λ/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 км =
$$\frac{\lambda}{4}$$
; (1)

$$f_{\lambda/4} = \frac{c}{\lambda} = \frac{300000 \text{ км/c}}{4.8 \text{ км}} = 62,5 \text{ к}\Gamma \text{ II}$$
. (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

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.

$$\frac{\text{Ua}}{\text{Ue}} = \frac{(X_{\text{CI}} \parallel R_2)}{R_1 + X_{\text{LI}} + (X_{\text{CI}} \parallel R_2)}, (3)$$

где $X_{\rm L1}$ – реактивное сопротивление катушки индуктивности L₁, а $X_{\rm C1}$ – реактивное сопротивление конденсатора C₁. 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 $f_{\rm MAX}$ рассчитывается следующим образом (4):

$$f_{MAX} = \frac{MAKC. \ CKOPOCTЬ \ передачи}{2} = \frac{12 \ Mбит/c}{2} = 6 \ MГц.$$
 (4)

Поскольку все сигналы до этой частоты должны передаваться беспрепятственно, для обеспечения определенного запаса указывается заданное ослабление –3 дБ на частоте среза f_{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



представляет собой ранее неизвестное комплексное число (Ua/Ue = Z). По условиям согласования для приложений RS-485 значения сопротивлений R₁ и R₂ 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_L индуктивности:

Последним неизвестным параметром в передаточной функции является реактивное сопротивление емкости X_{с1}. Преобразуя уравнение (3), получаем следующее выражение (6) для X_{с1}:

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

$$Z = \mathbf{a} + \mathbf{jb}; (7)$$

$$X_{C1} = \frac{(aR_1R_2 - \mathbf{j}bX_{L1}R_2) + \mathbf{j}(aR_2X_{L1} + bR_1R_2)}{R_2 - ((a(R_1 + R_2) - \mathbf{j}bX_{L1}) + \mathbf{j}(aX_1 + b(R_1 + R_2)))}. (8)$$

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 а 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:

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

Следующие значения являются результатами расчета с помощью MatLab Simulink:

- действительная часть: а ≈ 0,23;

– мнимая часть: b ≈ –0,27;

С

комплексное число: Z ≈ 0,23 – j0,27.

Мнимая часть входит в формулу (10) для Х_{с1}:

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

Получаем следующее значение импеданса конденсатора: $\rm X_{C1} = -j58,49~Om.$

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

$$C = \frac{1}{jwX_{c1}};$$
$$= \frac{1}{i2\pi \cdot 15 \text{ MFm} \cdot (-i58.49 \text{ Qm})} = 181,38 \text{ m}\Phi. (11)$$

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):

$$C_{ESD} = \frac{56 \ \pi \Phi \cdot 56 \ \pi \Phi}{56 \ \pi \Phi + 56 \ \pi \Phi} = 28 \ \pi \Phi . (12)$$

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

По такому же принципу рассчитываются 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, имеющихся 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 испытуемая 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

 $\frac{60 \text{ OM} \cdot 60 \text{ OM}}{60 \text{ OM} + 60 \text{ OM}} = 30 \text{ OM} . (13)$

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 $f_{\lambda/4} = 62,5$ 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 π-образного вида схемы ее называют Рі-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 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_{сс21}) 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. 10. Характеристика импеданса WE-TMSB 74269241152



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



Рис. 12. Схема Рі-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 885012 105006 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 Рі-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 прово-



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 Т). 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	Н	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 А и В 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 максимально возможной частоте передачи около 93% сигнала передается без затухания. Как правило, для успешной передачи затухание должно быть ниже, чем на часто-


Рис. 16. Характеристики линий передачи с двухтактными сигналами







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_{λ/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 S₂₁ описывает вносимые потери фильтра. Поскольку используется Рі-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 A и B. 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



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_{сс11} линий передачи сигналов A и B в смешанном режиме. Цветовое разделение то же, что и на рисунке 20.



Рис. 20. Сравнение значений S_{сс21} линий передачи А и В

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_{λ/4} = 62,5 кГц также наблюдается ослабление



Рис. 21. Сравнение значений S₂₁ 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 _{мах} = 6000 Ом; V _{R/ACJ} = 50 В	WE-SL2	744 222	1
RV ₁ , RV ₂	Подавитель ЭСР; $V_{DC} = 5 \text{ B}$; $I_{LEAK} = 1 \text{ мкА}$; $V_{CLAMP:typ} = 55 \text{ B}$	WE-VE	823 570 505 60	2
C ₁ , C ₂ , C ₃	Многослойный керамический чип-конденсатор; С = 100 мкФ; V _{R(DC)} = 10 B; 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; С = 1 мкФ; V _{RIDCI} = 6,3 B; XSR	WCAP-CSGP	885 012 105 006	2
L ₂	SMD-феррит; Z при 100 MHz = 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 фильтр 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

интерфейсы

КРАТКОЕ РУКОВОДСТВО ПО РАЗРАБОТКЕ ИНДУСТРИАЛЬНОГО ЕТНЕRNET 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 Ethernetкабелем. 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 [11]:

 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,



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

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 РоЕ (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 Ethernetинтерфейса для индустриального 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 схемотехнического 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 обвески входной цепи интерфейса Ethernet, которые можно использовать в сочета-



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

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 °С и электрической прочности изоляции в 1,5 кВ трансформаторы серии WE-STST компании Würth Elektronik находят основное применение в промышленных LANинтерфейсах 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-Т 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-



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 испытуемой 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) по методу Роберта Смита (BobSmith termination, патент 1990-х гг.). LAN-трансформатор обеспечивает 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

¹ PHY — это аббревиатура от *англ*. Physicallayer (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 больсости (с поправкой)» [9], который идентичен международному стандарту IEC 62368-1 в редакции 2010 года "Audio, /video, information and communicationtechnology equipment — Part 1: Safety requirements".



Рис. 5. Схема решения Ethernet с РНУ, работающей в токовом режиме Примечание: R₁, R₂, R₃ и R₄ уже могут быть включены в РНУ или указаны в спецификации РНУ; обычно с 49,9 0м.

стором с номинальным значением сопротивления 75 Ом и, учитывая требования по минимальным габаритам и низкой собственной индуктивности, многослойным керамическим конденсатором (MLCC) с типичным значением 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. R₁, R₂, R₃ и R₄ уже могут быть включены в PHY или указаны в спецификации PHY; обычно с 49.9 0м.

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 B

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 РНҮ, 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 РНҮ 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/0179578v410%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

 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.

 ГОСТ IEC 62368-1-2014 «Аудио-, видеоаппаратура, оборудование информационных технологий и техники связи. Часть
 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. Уайтт К. Особенности конструирования печатных плат с выполнением требований по ЭМС // Компоненты и технологии. 2019. № 6.

WÜRTH ELEKTRONIK: ОДНОПАРНЫЙ ETHERNET ДЛЯ ИНДУСТРИАЛЬНЫХ ПРИЛОЖЕНИЙ

ФАБИАН ФОРНХАГЕН (FABIAN VORNHAGEN), МАРТИН ЛЕЙХЕНСЕДЕР (MARTIN LEIHENSEDER), РОБЕРТ ДЕМХАРТЕР (ROBERT DEMHARTER), ИСМАЭЛЬ МОЛИНА АЛЬБА (ISMAEL MOLINA ALBA), САЙМОН МАРК (SIMON MARK), ХАИРО БУСТОС (JAIRO BUSTOS), МАТТИАС ФРИЧЕ (MATTHIAS FRITSCHE). Перевод и дополнения: ВЛАДИМИР РЕНТЮК

В статье представлен перевод документа компании Würth Elektronik eiSos по вопросам реализации однопарного автомобильного и промышленного Ethernet [1]. Публикация сопровождается некоторыми дополнениями и правками. Описаны необходимые для однопарного Ethernet компоненты — от кабеля до входа микросхемы физического уровня PHY. Основное внимание уделено проектированию фильтра электромагнитных помех для протоколов 10BASE-T1L и 100BASE-T1, а также проблемам выполнения требований безопасности согласно стандарту IEC 62368-1.

ЭВОЛЮЦИЯ ETHERNET — ОТ ЧЕТЫРЕХ ВИТЫХ ПАР ДО ОДИНОЧНОЙ ВИТОЙ ПАРЫ

Начиная с 80-х годов прошлого века для компьютерных сетей промышленного назначения в качестве протокола связи наиболее часто стали использовать Ethernet и соответствующие ему стандарты. С тех пор основными элементами в корпоративных и промышленных сетях применяются медные кабели с двумя витыми парами для реализации Fast Ethernet и четырехпарными кабелями для Gigabit Ethernet. Однако эволюция сетей не стояла на месте, и сейчас благодаря новой технологии однопарного Ethernet — SinglePair Ethernet (SPE), внедренной в авто-мобильной промышленности, появилось множество новых вариантов их применения, в том числе для замены связи аналоговых датчиков или промышленных шин.

В 2019 году уже около 59% всех промышленных протоколов связи базировалось на локальной компьютерной сети LAN (LocalAreaNetwork — компьютерная сеть, покрывающая относительно небольшую территорию). В то же время довольно широко распространены и системы на основе таких полевых шин, как Profibus или CC-Link (Control and Communication — управление и связь). Если же говорить об Ethernet, хотя многие датчики или исполнительные механизмы (актуаторы) на производственных объектах и не требуют высокой скорости передачи данных, но поскольку расстояние между этими устройствами и полевыми коммутаторами часто превышает 200 м, то Ethernet с максимальной длиной кабеля 100 м достигает границ своих возможностей.

Помимо необходимости в увеличении длины кабеля, стимулами для создания нового стандарта, выходящего за рамки многопарного Ethernet на основе RJ-45, стали снижение его веса, повышение стабильности механического подключения за счет более качественных разъемов и уменьшение размера печатной платы. Однопарный Ethernet (SPE) был разработан для удовлетворения этих рыночных требований и обеспечения IP-связи без ограничения на пути от облака к любым датчикам или исполнительным механизмам.

В данной статье, которая является переводом руководства по применению компании Würth Elektronik eiSos (далее — Würth Elektronik) [1], описаны необходимые для реализации однопарного Ethernet компоненты, от кабеля до входа микросхемы интерфейса физического уровня (далее — микросхемы РНҮ¹). Основное внимание уделено выбору оптимального схемотехнического решения фильтра электромагнитных помех (ЭМП) для протоколов 10BASE-T1L и 100BASE-T1 и выполнению требований безопасности связи согласно стандарту ІЕС 62368-1. Оценка характеристик эффективности компонентов в целом



0

SPE — АППАРАТНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ И КОМПОНЕНТЫ

Новый физический уровень SPE нуждается в новых компонентах, таких как кабельные разъемы (один из примеров представлен на рис. 1), трансформаторы и катушки индуктивности, микросхемы, полупроводниковые приборы, в частности элементы защиты, и другие устройства. В последние годы международные организации по стандартизации и связанные с SPE компании вложили много времени и средств, чтобы сделать все эти компоненты максимально доступными. Основные стандарты SPE также определены и общедоступны.

Поскольку стандарты приняты, а базовые компоненты готовы к использованию, то разработка новых устройств с возможностью подключения SPE из научной идеи превратилась в реальность. Что касается технических требований, они указаны в следующих стандартах IEEE:

- IEEE 802.3cg (10BASE-T1) с полосой пропускания 0,1–20 МГц и дальностью связи до 1000 м:
- IEEE 802.3bw (100BASE-T1) с полосой пропускания 0,3–66 МГц и дальностью связи до 40 м;
- IEEE 802.3bp (1000BASE-T1) с полосой пропускания 1–600 МГц и дальностью связи до 40 м.
- ¹ РНҮ это аббревиатура от англ. Physicallayer (физический уровень) — интегральная схема, предназначенная для выполнения функций физического уровня сетевой модели OSI. Микросхемы РНҮ позволяют другим микросхемам канального уровня, называемым МАС, подключаться к физической среде передачи данных.





Рис. 1. Версия разъема SPE согласно IEC 63171-6 со степенью защиты IP20 от компании Harting

Кабель

Кабель служит непосредственной линией передачи данных. В зависимости от необходимой скорости передачи и длины линии в настоящее время для SPE доступны два стандартных типа кабелей. Для сетей 10 Мбит/с с передачей до 1000 м конструкцию кабеля регламентируют следующие стандарты:

- IEC 61156-13 кабель передачи данных SPE с полосой пропускания до 20 МГц для стационарной установки;
- IEC 61156-14 кабель передачи данных SPE с полосой пропускания до 20 МГц для гибкой установки.

Для сетей 1 Гбит/с с передачей до 40 м конструкцию кабеля определяют следующие стандарты:

- IEC 61156-11 кабель передачи данных SPE с полосой пропускания до 600 МГц для стационарной установки;
- IEC 61156-12 кабель передачи данных SPE с полосой пропускания до 600 МГц для гибкой установки.

По сравнению с традиционными промышленными кабелями Ethernet категории 5е с четырьмя парами для передачи на скоростях до 1 Гбит/с наблюдается значительное уменьшение диаметра и веса кабеля. Более подробная информация по кабелям приведена в таблице 1.

Все эти кабели предназначены для того, чтобы обеспечить необходимую устойчивость к внешним помехам для 40-м 1GBASE-T1 и 1000-м 10BASE-T1L, дополнительно экранированы, как это показано на рис. 2.

В зависимости от конкретного варианта использования кабеля возможны различные материалы оболочки. Поперечное сечение медного кабеля следует выбирать в соответствии с необходимой длиной линии и требованиями к питанию по линии передачи данных (технология PoDL — Power over DataLine). Для линий связи длиной до 20 и 40 м обычно применяются провода сортаментов AWG26 и AWG22 соответственно. Для более длинных линий связи, до 1000 м, понадобятся кабели AWG16 или AWG18.

При этом для реализации по одной паре скорости передачи 1 Гбит/с стандартами SPE регламентируются довольно высокие электрические свойства кабеля. К ним относятся вносимые потери (insertion loss, IL), S-параметры, возвратные потери или потери на отражение (return loss, RL) и устойчивость к внешним помехам, определяемым как межкабельные наводки (alien crosstalk, AXT) в диапазоне частот до 600 МГц.

Вносимые потери описываются как логарифмическое соотношение (в децибелах, дБ) между мощностью, подаваемой в кабель, и мощностью, переданной по линии. Высокие требования к вносимым потерям необходимы для реализации длинных линий передачи SPE.

Обратные потери и волновое сопротивление (характеристическое сопротивление, импеданс) кабеля важны для оценки отражения всей системы. Отражения — это помехи на линии,



Рис. 2. Конструкция типичного кабеля SPE: 1 — медный провод; 2 — изоляция жилы; 3 — экранирующая фольга; 4 — экранирующая оплетка; 5 — внешняя оболочка

Таблица 1. Сравнение размеров кабеля для SPE

Параметр	Промышленный Ethernet Cat 5e (4×2×24 AWG)	SPE (1×2×22 AWG)	Уменьшение
Внешний диаметр	7,8 мм	5,8 мм	26%
Погонный вес	79 кг/км	42 кг/км	47%

возникающие при отражении собственного сигнала от имеющихся в ней однородностей. Такие помехи могут мешать и передатчикам, и приемникам. Чтобы минимизировать отражения, вся система SPE должна иметь одинаковое характеристическое сопротивление 100 Ом при низких значениях потерь на отражение.

Для кабелей с более чем одной парой перекрестные помехи описывают сигналы, передаваемые между парами по индуктивной и емкостной связи. В общем случае перекрестные помехи мешают передаче полезных сигналов по линии. Здесь SPE имеет то преимущество, что для него не может быть перекрестных помех от других пар, но SPE приходится иметь дело с внешними перекрестными помехами — ANEXT (alien external crosstalk), которые возникают от других кабелей в ближней окружающей среде. Для защиты передачи от помех промышленные кабели ANEXT SPE должны быть хорошо экранированы комбинированным экраном из фольги и оплетки.

Экран из фольги обеспечивает высокую эффективность защиты от высокочастотных электромагнитных полей. Плетеный экран используется для механической стабилизации и снижения интенсивности волн низкочастотных электромагнитных полей. Эффективность оплетки зависит от толщины отдельных проводов и степени покрытия. Кабели SPE, предназначенные для промышленных сред, должны обеспечивать покрытие не менее 85%. Оплетка кабеля также в основном определяет значения волнового сопротивления экранированного кабеля.

Эффект экранирования кабеля действует в обоих направлениях. Это означает, что затухание, вносимое экранированием, снижает как излучение электромагнитных помех (ЭМП) непосредственно от самого кабеля, так и проблемы ЭМП от других устройств, воздействующих на кабель извне.

Разъемы

Разъемы являются не менее важной частью линий передачи данных, чем кабели, тем более что для SPE нужны совершенно иные типы разъемов, в отличие от тех, что прежде использовались для промышленного Ethernet. Эти разъемы меньше по размеру, чем типичный RJ-45, но обладают такой же надежностью, как и часто применяемые индустриальные разъемы типа M12 с D- и X-кодировкой. Новые типы разъемов для SPE определены в стандарте IEC 63171-6 и для очень жестких условий эксплуатации в индустриальной среде имеют различные версии в исполнении M8/M12, а также разъем с классом



Рис. З. Рекомендуемые согласно IEC 63171-6 разъемы SPE

защиты оболочкой IP20 для использования в шкафу. Варианты разъемов для нужд SPE представлены на рис. 3.

Все эти типы разъемов основаны на одних и тех же клеммных вставках и отличаются надежной системой контактов штыря вилки и гнезда розетки. Модульная концепция конструкции с идентичными клеммными вставками во всех версиях позволяет соединять для тестирования или настройки вилки исполнения IP20 с розетками исполнения IP65/67.

Такие серии разъемов SPE рассчитаны на рабочее напряжение 60 В постоянного тока 4 А при температуре до +60 °C и соответствуют регламентам для всех классов PoDL. В жестких промышленных условиях, когда сильно влияние внешних ЭМП, разъемы, отвечающие требованиям по электромагнитной совместимости (ЭМС), имеют полную экранирующую оболочку. Такое решение, реализованное с помощью четырех контактов, через отверстие для пайки обеспечивает надежное подключение экрана розетки к заземляющим провод-никам или слоям печатной платы (рис. 4).

Как можно видеть, конструкция сопрягаемой поверхности разъема симметрична, контакты расположены параллельно и имеют одинаковую физическую длину, что обеспечивает и одинаковую электрическую длину сигнальных цепей, а соответственно, и одинаковую задержку распространения сигнала. Это позволяет избежать различий во времени передачи сигналов по дифференциальной паре. Такая конструкция разъемов, выполненная с учетом ее использования в области высоких частот, позволяет передавать сигналы согласно требованиям спецификации стандарта 1000BASE-T1.

Если же двухпроводная система не может обеспечить передачу необходимой мощности или по каким-либо причинам передача питания и сигналов по одной и той же паре не оптимальна, здесь могут использоваться и гибридные решения. Пример такого решения приведен в [3].

топологии фильтров

Зависимый от среды интерфейс (Medium Dependent Interface, MDI) — это интерфейс между физической средой локальной компьютерной сети и модулем сопряжения со средой. Он формирует соединение между кабелем и физической средой, то есть микросхемой РНҮ, которая выполняет функцию интерфейса и генерирует биты из сигналов данных и передает их для дальнейшей обработки.

Пассивные компоненты MDI выполняют различные задачи, такие как правильная пересылка сигналов данных, подавление помех, электрическая изоляция или передача электроэнергии мощностью до 60 Вт в случае передачи мощности по линии передачи данных (PoDL).

Для того чтобы гарантировать безошибочную передачу данных, в различных стандартах IEEE 802.3 определены пределы для обратных потерь и потерь преобразования режима (Mode Conversion Loss). Потери преобразования режима измеряются непосредственно в MDI и представляют собой отношение мощности дифференциального сигнала, отраженного из-за



Рис. 4. Подключение экрана разъема к заземлению на печатной плате



Рис. 5. Максимально допустимые уровни обратных потерь и потерь преобразования режима для MDI 10BASE-T1 (показаны красным) и 100BASE-T1 (показаны голубым)

несоответствия импеданса, и мощности синфазного сигнала, то есть характеризуют преобразование дифференциального сигнала в синфазный, и наоборот. Эти потери и сопутствующие им помехи возникают из-за асимметрии всего тракта передачи сигнала. Фактически же измеряются потери поперечного преобразования (transverse conversion loss, TCL), потери из-за омической асимметрии и потери поперечного преобразования при передаче (equallevel transverse conversion transfer loss, ELTCTL). TCL и ELTCTL относятся к важнейшим измерениям, включенным в стандарты кабельных систем. Они определяют качество баланса кабеля и служат ключевыми показателями при определении помехоустойчивости и замерах влияния электромагнитных помех.

На рис. 5 сохранена терминология оригинала статьи [1] и показаны ограничения MDI для 10BASE-T1 согласно IEEE 802.3cg и 100BASE-T1 согласно IEEE 802.3bw.

Основы построения

В автомобильном секторе уже имеются готовые принципиальные схемы однопарного Ethernet для 100BASE-T1 с синфазным дросселем, двумя разделительными конденсаторами и схемой терминации для подавления внешних синфазных помех, наводящихся на кабель. Пример такой схемы приведен на рис. 6.

Синфазный дроссель (Common Mode Choke, CMC) не только обеспечивает фильтрацию мешающих синфазных сигналов, но и помогает уменьшить потери в режиме преобразования и в определенных частотных диапазонах — обратные потери. Из-за более низкой частоты среза для 100BASE-T1, равной 1 МГц, полное сопротивление дросселя должно быть высоким на низких частотах и, если возможно, охватывать более высокие частоты до 200 МГц. Количество витков обмоток и размер сердечника, соответственно, будут больше.



Рис. 6. Схема однопарного Ethernet для автомобильного Ethernet 100BASE-T1



Рис. 7. Электрическая принципиальная схема SPE с трансформаторной гальванической развязкой для SPE 100BASE-T1

Схема согласования относительно «земли» (GND) обычно состоит из трех резисторов и одного конденсатора. Два резистора, R1 и R2, номинальным сопротивлением 1 кОм (здесь и далее — рис. б) являются терминацией — нагрузкой, сбалансированной с «землей», задача которой — уменьшение проникновения в линию помех от синфазных наводок и их излучения. Последние, как уже было сказано, при наличии рассогласования из-за неидеальности линии преобразуются в дифференциальные, и наоборот.

Конденсатор С3 емкостью 100 нФ с разрядным резистором R3 сопротивлением 100 кОм обеспечивает развязку по постоянному току, замыкая сигналы переменного тока на «землю». Конденсаторы С1, С2 обычно имеют емкость 100 нФ при рабочем напряжении 50 В, они сравнительно малы по габаритам и недороги. Такие конденсаторы используются в локальных автомобильных сетях с низким напряжением при максимальной длине кабеля до 15 м.

Требования по гальванической изоляции

Для оборудования, не относящегося к автомобильному, стандарт IEEE 802.3 устанавливает требования к изоляции для систем сигнализации согласно стандарту IEC 62368-12, что соответствует устойчивости к напряжению 1500 В переменного тока в течение 60 с. Допускается также испытание напряжением 2250 В постоянного тока в течение 60 с или подачей определенных импульсов испытательного напряжения. Естественно, столь высокие напряжения не могут поддерживаться конденсаторами, рассчитанными на рабочее напряжение 50 В, поэтому разработчикам необходимо искать альтернативные пути. Как вариант устранения проблемы изоляции и гальванической развязки в следующем разделе описывается решение с использованием разделительного трансформатора. Подробные измерения и сравнение данного решения по отношению к конденсаторам с напряжением 2000 В приведены в разделе «Автомобильные и индустриальные решения SPE, сравнение производительности».

Частотный диапазон 1–66 МГц, определенный для SPE 100BASE-T1, практически совпадает с диапазоном частот Gigabit Multipair Ethernet (1–62,5 МГц). Поэтому вполне очевидно, что схему для SPE можно разработать на основании электрической принципиальной схемы Gigabit Ethernet, как это показано на рис. 7.

Центральным элементом схемы служит импульсный трансформатор, который предназначен для передачи сигналов и поддерживает гальваническую развязку и в идеале не оказывает негативного влияния на сигналы данных. То есть обеспечивает их целостность. Трансформатор подключен с конденсаторами на центральных отводах, в свою очередь подсоединенными к «земле» (GND). Имеющийся в схеме синфазный дроссель выполняет свою привычную функцию подавления синфазных помех. Чтобы обеспечить защиту от импульсов электростатического разряда, между синфазным дросселем и микросхемой РНҮ установлен TVS-диод. Подавление электростатического разряда будет еще лучше, если TVS-диод расположен между разъемом и трансформатором. Однако, чтобы не вызвать короткого замыкания между сигнальными контактами и GND во время высокоскоростных тестов, диод должен быть отключен. Такое решение допускается во время испытаний стандартом ІЕС 62368-1. В следующем разделе отдельные компоненты схемы будут описаны более подробно.

Особенности выбора трансформатора для гальванической развязки

Для SPE выбран трансформатор компании Würth Elektronik серии WE-STST [4] (рис. 8). Его компактная конструкция по сравнению с традиционными трансформаторами LAN, а также высокая индуктивность 350 мкГн обеспечивают хорошие характеристики сигнала даже на более низких частотах, чем предусмотрено для SPE 100BASE-T1. Кроме того, он разработан для технологии поверхностного монтажа и полностью изготавливается на автоматической линии, что гарантирует минимальный разброс характеристик.

Трансформатор состоит из сердечника, выполненного на основе марганец-цинкового (Mn-Zn) феррита, с бифилярными первичной и вторичной обмотками, которые для обеспечения индуктивной связи расположены друг над другом. Изоляция обеспечивается эмалевым покрытием проводов как на первичной, так и на вторичной стороне. Из-за прямой индуктивной связи и передаточного отношения 1:1 дифференциальные сигналы передаются с очень низким затуханием, а напряжение постоянного тока блокируется. Помимо гальванической развязки, сигнальный трансформатор должен пере-

² В РФ в этом направлении действует ГОСТ IEC 62368-1-2014 Межгосударственный стандарт «Аудио-, видеоаппаратура, оборудование информационных технологий и техники связи. Часть 1. Требования безопасности», идентичный международному стандарту IEC 62368-1:2010 "Audio/video, information and communication technology equipment — Part 1: Safety requirement".



Рис. 8. Внешний вид и габаритные размеры трансформаторов серии WE-STST

давать данные в диапазоне частот 1–66 МГц, предусмотренном для однопарного Ethernet 100BASE-T1. Для 10BASE-T1 с частотами 0,1–20 МГц можно использовать такой же трансформатор. Параметрами целостности сигнала являются возвратные и вносимые потери (Sdd11 и Sdd21). При этом во всем частотном диапазоне сигнала вносимые потери не должны превышать 3 дБ. Графики зависимости потерь для трансформаторов серии WE-STST компании представлены на рис. 9. Более подробную информацию о трансформаторах компании Würth Elektronik серии WE-STST можно найти в [5].

Терминация трансформатора для подавления синфазных сигналов

Насколько хорошо отфильтровываются синфазные сигналы, указывает такой параметр трансформатора, как коэффициент подавления синфазного сигнала (common mode rejectionratio, CMRR). Хотя он и не нормируется в стандартах IEEE 802.3cg и IEEE 802.3bw, но на практике важно достичь хороших значений CMRR во всем диапазоне частот, ведь синфазные сигналы становятся основной причиной нарушения целостности сигнала при передаче. Поскольку CMRR трансформатора в значительной степени зависит от межобмоточной емкости трансформатора, его значения можно значительно улучшить, подключив центральный отвод трансформатора к земле (GND). Типовой вариант терминации (рис. 7) обеспечивает для синфазных сигналов путь с низким сопротивлением при соединении центрального отвода с «землей». Со стороны кабеля соединение с GND состоит из резистора R1, подключенного к «земле» последовательно с конденсатором емкостью 1 нФ. Резистор R1 сопротивлением 100 Ом является нагрузочным для сигнала SPE и выполняет необходимую терминацию (завершение), в то время как конденсатор С1 обеспечивает путь с низким сопротивлением к «земле» и для реализации гальванической развязки выбран с рабочим напряжением 2 кВ.

Конденсатор С2, установленный от центрального отвода первичной обмотки трансформатора (рис. 7), выполняет сразу



Рис. 9. Вносимые потери (показаны красным) и возвратные потери (показаны черным) трансформаторов серии WE-STST компании Würth Elektronik

две задачи. Во-первых, предотвращает короткое замыкание напряжения смещения PHY на GND. Во-вторых, обеспечивает BЧ-соединение с «землей» так, что синфазные помехи на входе хорошо подавляются. А вот симметризация сигналов около 0 В происходит на вторичной стороне трансформатора. Это удобно, и потому мы здесь имеем дело только с сигналом переменного напряжения, а напряжение смещения постоянного тока блокируется. Если обратиться к [5], то в дополнение к рис. 7 можно увидеть, что на средний вывод первичной обмотки сигнального трансформатора подается напряжение, зависящее от используемой микросхемы PHY.

Помимо подключения ответвлений от центральных выводов к «земле», параметры, определяющие подавление синфазной составляющей трансформатором, также зависят от его неидеальности. Путем наложения обмоток индуктивность рассеяния будет сохраняться на минимально возможном уровне, однако это увеличивает паразитную емкость между обмотками. Влияние паразитных эффектов может быть сведено к минимуму путем выбора изоляционного материала (в большей степени его толщины) и взаимного расположения обмоток. Однако при грамотном проектировании непосредственно самой схемы сопряжения линии передачи и принятии ряда конструктивных решений трансформатор можно использовать в диапазоне частот выше 60 МГц.

Подавление ЭМП синфазным дросселем

Назначение синфазного дросселя (его еще называют дросселем с компенсацией тока, поскольку синфазные токи в его обмотках вычитаются) — сбалансировать сигнал, то есть симметрировать сигнал таким образом, чтобы синфазная помеха вычиталась и не мешала передаваемой информации, которая, как известно, специально передается дифференциальными сигналами. Для достижения этой цели синфазные помехи должны быть не просто удалены, а удалены так, чтобы в конечном счете они не повлияли на целостность дифференциального сигнала. Вот почему в желаемом диапазоне частот использование синфазного дросселя с большим синфазным, но при этом обладающим крайне малым дифференциальным импедансом, имеет важное значение.

На основе графиков, приведенных в спецификации, и зная ограничения для каждого из протоколов Ethernet, для подавления синфазных ЭМП для 100BASE-T1 был выбран синфазный дроссель семейства WE-CNSW [6] компании Würth Elektronik с номером заказа 744232222 (в документации компании этот компонент позиционируется как Common Mode Line Filter, то есть «синфазный линейный фильтр»). Дроссели семейства WE-CNSW представляют собой компенсированный линейный фильтр линии передачи данных, обеспечивают высокое подавление синфазных помех на высоких частотах и благодаря высокой симметрии обмотки оказывают малое влияние



Рис. 10. Внешний вид вариантов синфазных дросселей серии WE-CNSW компании Würth Elektronik и графики зависимости импедансов от частоты для дросселя исполнения 744232222

на высокоскоростные сигналы. Дроссель 744232222 поставляется в корпусе типоразмера 1206 и имеет импеданс, близкий к 50 Ом на частоте 1 МГц и 2200 Ом на частоте 100 МГц.

Выбор синфазного дросселя влияет и на упомянутые ранее помехи от потерь преобразования режима. Чем больше количество витков в дросселе при одной и той же технологии обмотки, тем выше помеха преобразования между дифференциальным и синфазным режимами и тем сильнее это отражается на целостности сигнала. Другими словами, в некоторых диапазонах частот часть дифференциального сигнала будет преобразована в синфазный.

Характеристики дросселя 744232222 семейства WE-CNSW компании Würth Elektronik представлены в таблице 2, а его внешний вид и графики зависимости импедансов от частоты — на рис. 10.

Защита интерфейса от воздействия электростатического разряда

Благодаря особенностям технологии изготовления и своей конструкции современные микросхемы не могут производиться с устойчивостью к высоким напряжениям. Это проблему могут решить специальные помехоподавляющие компоненты — TVS-диоды (TVS — Transient Voltage Suppresser, буквально «подавитель переходных процессов»). Без риска быть поврежденными они могут ограничивать перенапряжения, в том числе и из-за воздействия электростатического разряда (ESD — electro static discharge), до уровня, уже не критичного для микросхем PHY и не имеющего тенденции к проникновению в другие цепи. Однако тут есть проблема: помимо ограничения напряжения важно, чтобы TVS-диоды не влияли на целостность сигнала.

Для того чтобы гарантировать целостность сигнала данных SPE, паразитная емкость TVS-диода не должна превышать 2 пФ. С этой целью компания Würth Elektronik выпустила серию высокочастотных TVS-диодов под названием WE-TVS SuperSpeed. Они представляют собой не единичный компонент, а сборки (их еще называют «матрицы»), в составе которых имеется один или несколько TVS-диодов, и эффективно защищают вход электронной аппаратуры от воздействия электростатических импульсов в соответствии с EN 61000-4-2³. Кроме того, из-за Таблица 2. Электрические характеристики синфазного дросселя 744232222 семейства WE-CNSW

Параметр	Обозначение	Условие измерения	Значение параметра	Отклонение
Импеданс	Z	100 МГц	2200 Ом	±25%
Рабочее напряжение	U _R	-	20 B	тип.
Рабочий ток	I _R	ΔT = 20 K	200 мА	макс.
Сопротивление по постоянному току	R _{DC}	T = +20 °C	1200 мОм	макс.



Рис. 11. Схема и внешний вид TVS-диодной микросхемы компании Würth Elektronik 824012823

их сверхнизкой собственной емкости (<0,6 пФ) они практически «невидимы» для данных, передающихся с очень высокой скоростью [7].

Для оценки системы SPE, предлагаемой в рамках статьи, была выбрана TVS-диодная микросхема компании Würth Elektronik (номер в каталоге для заказа 824012823), которая может быть подключена к двум контактам для входа сигнала (IO 1 и IO 2). Микросхема выполнена в корпусе DFN1210-6L размером лишь 1,2×1 мм. Встроенный TVS-диод подходит для сигналов данных с пиковым напряжением не более 3,3 В и имеет входную емкость, не превышающую 0,27 пФ. Такая микросхема гарантирует защиту от прямого (контактного) разряда напряжением 8 кВ и воздушного 15 кВ как в положительной, так и в отрицательной полярности, что позволит эффективно защитить микросхему интерфейса SPE. Схема и внешний вид TVS-диодной микросхемы компании Würth Elektronik 824012823 представлены на рис. 11.

На частоте 10 ГГц у этой TVS-диодной микросхемы значение вносимых потерь составляет +1,57 дБ, а потому она практически не видна для сигнала данных. На рис. 12 показано ограничение напряжения электростатического разряда,

³ В РФ действует ГОСТ 30804.4.2-2013 (IEC 61000-4-2:2008) «Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к электростатическим разрядам. Требования и методы испытаний (с Поправкой)», модифицированный по отношению к международному стандарту IEC 61000-4-2:2008.



Рис. 12. Измерения при воздействии импульса напряжения, генерируемого методом импульса линии передачи

для моделирования которого использовался метод тестирования, именуемый «Импульс линии передачи» (Transmission Line Pulse, TLP). Он применяется согласно IEC 61000-4-2 (и ГОСТ 30804.4.2 соответственно) для моделирования импульсов воздействия с малой длительностью и высокой скоростью нарастания, то есть аналогичных воздействию ESD. В нашем случае это означает переход от 0 до 13,5 А с импульсами длительностью 100 нс. Например, импульс электростатического разряда 4 кВ согласно IEC 61000-4-2 через 30 нс генерирует ток 8 А. Использование TVS-диодной микросхемы 824012823 от компании Würth Elektronik приводит к ограничению напряжения на уровне 6 В. Таким образом, на сигнальном контакте ИС будет лишь 6 В вместо 4 кВ.

В общем, лучший подход — разместить микросхему с TVSдиодом как можно ближе к разъему. Потому что высокочастотный импульс электростатического разряда может легко наводиться на другие сигнальные линии, хотя сам TVS-диод во время тестирования импульсом высокого напряжения будет находиться в режиме низкого сопротивления. Чтобы избежать коротких замыканий и разрушения диода током во время высокоточных испытаний между сигнальными выводами и GND, диод либо помещается между трансформатором и микросхемой PHY, либо (если он размещен между розеткой и трансформатором) во время теста отключается от заземления (GND).

Автомобильные и индустриальные решения SPE, сравнение производительности

Для того чтобы иметь возможность оценить характеристики схемы гальванической развязки на основе трансформатора, в этом разделе она сравнивается с двумя другими схемами. В первой схеме для гальванической развязки используются конденсаторы емкостью 100 нФ, рассчитанные на рабочее напряжение 50 В и предназначенные для автомобильных решений локальной сети Ethernet. Во второй схеме установлены конденсаторы емкостью 100 нФ с рабочим напряжением 2 кВ, что характерно для индустриальных приложений. Высокие требования к обратным потерям 10BASE-T1 и потерям преобразования режима 100BASE-T1 приводят к различным вариантам конструкции. Различия между 10BASE-T1 и 100BASE-T1 в основном заключаются в наличии или отсутствии синфазных дросселей для фильтрации синфазных ЭМП. Для SPE 10BASE-T1 применяется принципиальная схема с двумя параллельными конденсаторами, как это было описано ранее.

В случае 10BASE-T1 нижняя частота сигнала составляет 100 кГц, кроме того, в этом варианте необходимо выбрать синфазный дроссель с низкой резонансной частотой. Синфазный дроссель семейства WE-SL5 компании Würth [8] исполнения 744272222 (в документации компании этот компонент, так же как и дроссели семейства WE-CNSW, именуется Common Mode Line Filter, то есть «синфазный линейный фильтр») не только



Рис. 13. Внешний вид вариантов синфазных дросселей серии WE-SL5 компании Würth Elektronik и графики зависимости импедансов от частоты для дросселя исполнения 744272222 для 10BASE-T1

обеспечивает подавление синфазного сигнала, но и оказывает положительное влияние на возвратные потери и потери преобразования режима. Из-за низкой частоты среза, малых габаритных размеров (10×8,7 мм) и высокого значения индуктивности (2×2200 мкГн) синфазного дросселя его характеристики подавления синфазных ЭМП весьма хороши, а отрицательное влияние на целостность сигнала практически отсутствует. Характеристики подавления синфазного сигнала дросселя 744272222 семейства WE-SL5 компании Würth показаны на рис. 13.

Более компактным, но электрически эквивалентным решением для 10BASE-T1 является вариант с трансформатором, как это показано на рис. 14. В отличие от схемы, приведенной на рис. 7, для SPE при скорости передачи 10 Мбит/с синфазный дроссель не требуется. Причина — достаточно хорошее подавление помех трансформатора на низких частотах. Еще одним отличием является наличие конденсатора C3 на двух центральных выводах, который увеличивает полосу пропускания трансформатора до 35 кГц и, таким образом, помогает улучшить возвратные потери на низких частотах.

Поскольку далеко не у всех типов трансформаторов есть возможность разделить вторичную обмотку на две равноценные части, то вместо конденсатора C3 на внешних выводах трансформатора могут использоваться два конденсатора (рис. 15), что необходимо для достижения гальванической развязки. Хотя такое решение и минимально увеличивает схему, зато она может использоваться для приложений с питанием через линию данных по технологии PoDL. Для PoDL напряжение на обоих конденсаторах уменьшается вдвое, что предотвращает снижение их емкости в зависимости



Рис. 14. Решение для 10BASE-T1 с трансформатором

от напряжения смещения. Последнее характерно для многослойных керамических конденсаторов относительно большой емкости с диэлектриками X5R и X7R. Если передаются только данные, достаточно конденсаторов с рабочим напряжением 25 В, тогда как для решений PoDL понадобятся конденсаторы с рабочим напряжением 100 В.

Помимо рабочего напряжения конденсаторов, для обеих принципиальных схем, приведенных на рис. 14 и 15, также важна и их емкость. Для того чтобы соответствовать ограничениям, наложенным в стандарте IEEE 802.3сq, моделирование и измерения приводят нас к минимальному значению емкости конденсаторов, равному 100 нФ. Однако в разделе 146.5.4.2 стандарта указывается, что падение уровня выходного сигнала при передаче для тестового сигнала микросхемы РНУ в интервале 133,3-800 нс не должно превышать 10%. Чтобы удовлетворить это требование, можно пойти двумя путями. Либо повысить индуктивность трансформатора, что означает увеличение его габаритов, либо использовать конденсаторы с большими значениями емкости. Второй вариант компактнее, дешевле и проще в реализации. В этом случае для достижения наилучшего компромисса между требованиями к падению напряжения и возвратными потерями можно установить конденсаторы с номинальной емкостью 470 нФ. Что подтверждается осциллограммой, приведенной на рис. 16. Как можно видеть, такое решение схемы обеспечивает падение напряжения около 8,3% и, следовательно, гарантирует его соответствие требованиям стандарта.

На рис. 17 показаны различия в размерах разных схем. Из двух конструкций для 10BASE-T1, выполненных на печатной плате, решение с синфазным дросселем занимает больше всего места. Относительно велики и решения с конденсаторами, рассчитанными на рабочее напряжение 2 кВ, и с конденсаторами номинальной емкостью 100 нФ.

SPE 10BASE-T1: результаты тестирования

Как показывает измерение потерь на отражение, значения, которые представляют конденсаторные решения, на рис. 18 они выделены серым и черным цветом, почти точно расположены друг над другом. Значения для обоих решений между частотами 100 и 200 кГц очень близки к пределу, установленному стандартом IEEE. Гораздо лучшие значения достигаются при использовании трансформатора (красная кривая), что также дает лучшие результаты, чем решение с конденсатором, и на более высоких частотах, начиная от 5 МГц.

При этом все три варианта показывают очень хорошие значения потерь на преобразование режима (рис. 19). На рисунке видно, что расстояние между целевым и фактическим значениями всегда находится в пределе 30–40 дБ. Однако если смотреть правде в глаза, то конденсаторные решения все же



Рис. 15. Конденсаторы С4 и С5 на внешних выводах трансформатора как альтернатива использованию конденсатора С3



Рис. 16. Осциллограмма измерения падения напряжения



Рис. 17. Требуемое место на печатной плате фильтров SPE 10BASE-T1 для трех вариантов исполнения

несколько лучше ведут себя в диапазоне частот 0,1–6 МГц, а решение с трансформатором — в диапазоне 6–20 МГц.



Рис. 18. Измерение обратных потерь для фильтра SPE 10BASE-T1



Рис. 19. Измерение потерь преобразования режима 10BASE-T1

SPE 100BASE-T1: результаты тестирования

Вариант с конденсатором на рабочее напряжение 50 В соответствует принципиальной схеме, приведенной на рис. 6. По сравнению с решением для 10BASE-T1 (поскольку подавление помех на низких частотах в диапазоне 0,1–1 МГц не требуется) размер синфазного дросселя для 100BASE-T1 может быть намного меньше. Из-за уменьшения размера синфазного дросселя решение на 50 В является теперь самым компактным из трех конструкций, представленных на рис. 20.

Как можно видеть на рис. 20, конструкция с конденсатором на рабочее напряжение 2 кВ значительно меньше из-за меньшего размера дросселя, но с точки зрения занимаемой площади она по-прежнему остается самой большой из всех конструкций (рис. 20). Впрочем, за исключением больших по габаритам и рабочему напряжению конденсаторов, здесь



Рис. 21. Измерение возвратных потерь для фильтра SPE 100BASE-T1



Рис. 20. Требуемое место на печатной плате фильтров SPE 100BASE-T1 для трех вариантов исполнения

нет каких-либо отличий от решения автомобильного варианта Ethernet с конденсаторами на напряжение 50 В.

В отличие от 10BASE-T1, поскольку необходимо обеспечить подавление помех на частотах до 200 МГц, конструкция с трансформатором требует наличия синфазного дросселя. Синфазный дроссель подавляет как преобразование режима, так и синфазные сигналы на более высоких частотах. Результаты измерений для SPE 100BASE-T1 более подробно описаны в следующем разделе.

Измерения

При измерении обратных потерь значения в области частот 1–20 МГц ближе к номинальной кривой в трансформаторном решении, чем в двух других конструкциях, при этом конденсатор с рабочим напряжением 2 кВ показывает наилучшие результаты (рис. 21). В целом, значения всех графиков измерения находятся на достаточном расстоянии от предела, установленного для обратных потерь, с запасом не менее чем в 3 дБ.

В случае потерь преобразования режима измеренные значения в решении с конденсаторами на рабочее напряжение 50 В для диапазона 25 МГц очень близки к пределу стандарта IEEE, а в некоторых случаях практически превышают его. Решение на основе трансформатора и решение с конденсаторами на 2 кВ представляются здесь лучшей альтернативой. В этом диапазоне частот графики, описывающие результаты



Рис. 22. Измерение потерь преобразования режима для фильтра SPE 100BASE-T1

Таблица 3. Перечень использованных для исследования компонентов

Наименование	Тип корпуса	Электрические параметры	Изготовитель	Номер для заказа
Кабельный разъем SPEIP20 (вилка)		4 A/60 B DC/600 МГц	Harting	33280101001
SPE-розетка		4 A/60 B DC/600 МГц	Harting	09452812800
TVS-диод	DFN1210	3,3 B DC, 0,18 пФ	Würth Elektronik	824012823
Синфазный дроссель	1206	Z = 2200 Ом на 100 МГц	Würth Elektronik	744232222
Сигнальный трансформатор	1812	2250 B DC, 350 мкГн	Würth Elektronik	74930000
Конденсатор 1	1206	1 нФ, 2000 B DC	Würth Elektronik	885342208024
Конденсатор 2	0402	100 нФ, 50 B DC	Würth Elektronik	885012205084
Конденсатор 3	0603	470 нФ, 25 B DC	Würth Elektronik	885012206075
Резистор	0603	100 Ом		

измерения, имеют значительно большее расстояние от кривой номинальных значений (около 3 дБ). Все результаты показаны на рис. 22.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Для обоих вариантов конденсаторов ожидаемые допуски компонентов означают, что нельзя гарантировать, что возвратные потери фильтра будут соответствовать требованиям IEEE 802.3cz для 10BASE-T1. Кроме того, занимаемая ими площадь по сравнению с трансформатором больше из-за наличия синфазного дросселя, а в решении с конденсатором на 2 кВ — значительно больше.

Для решения 100BASE-T1 вариант с конденсатором на 50 В оказывается лишь частично подходящим для удовлетворения требований к потерям преобразования в режиме на частотах, превышающих 30 МГц. Даже если не учитывать обязательную гальваническую развязку согласно IEC 62368-1, трансформаторное решение здесь является наиболее компактным, а с точки зрения стабильности сигнала оптимальным решением для однопарного Ethernet — как 10BASE-T1, так и 100BASE-T1. Для справки в таблице 3 приведены данные обо всех использованных в исследовании компонентах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Vornhagen F., Leihenseder M., Demharter R., Alba I. M., Mark S., Bustos J., Fritsche M. Single Pair Ethernet for Industrial Applications. ANP085a. Würth Elektronik eiSos, 2021. www. we-online.com/web/en/electronic_components/produkte_pb/ application_notes/anp085spe.php

2. Дикманн Й. Стандартизация однопарного Ethernet: соединитель SPE от HARTING // Control Engineering Россия. 2019. Сентябрь.

3. Рентюк В., Штрапенин Г. Как обеспечить более высокие уровни мощности для однопарного Ethernet? Ответ есть: использовать комбинированный подход с новым разъемом от TE Connectivity // Компоненты и технологии. 2021. № 4.

4. WE-STST Super Tiny Signal Transformer. www.we-online.com/catalog/en/WE-STST

5. Бустос Х., Шиллингер Р., Марк С., Чен А. Краткое руководство по разработке индустриального Ethernet с использованием трансформаторов WE-STST компании Würth Elektronik // Компоненты и технологии. 2020. № 7.

6. WE-CNSW HF SMT CommonModeLineFilter. www.we-online.com/catalog/en/WE-CNSW-HF

7. Шиллингер Р., Блейки Р. Эффективная фильтрация и защита порта USB 3.1 // Компоненты и технологии. 2019. № 8, 9.

8. WE-SL5 SMT Common Mode Line Filter. www.we-online. com/catalog/en/WE-SL5

ПРОМЫШЛЕННЫЙ ETHERNET: РЕШЕНИЕ ДЛЯ ДОСТИЖЕНИЯ УСПЕХА В ЖЕСТКИХ УСЛОВИЯХ ИНДУСТРИАЛЬНОЙ СРЕДЫ

МАРК ПАТРИК (MARK PATRICK)

Коммуникационная инфраструктура является основой подключенного к сети промышленного предприятия. По мере модернизации сетей, предполагающей переход от устаревшей полевой шины к индустриальному Ethernet, разработка перспективных, надежных и масштабируемых решений для промышленного Ethernet превращается в трудоемкую и ресурсоемкую задачу. Важное место здесь отводится правильному подходу к выбору оптимального решения на физическом уровне. В этом плане ИС ADIN1300 компании Analog Devices и трансформатор STST-74930000 компании Würth Elektronik оптимально дополняют друг друга, что становится отправной точкой в достижении запланированного фукнционирования конечной системы.



вступление

Ethernet быстро распространяется в качестве доминирующего сетевого метода для все большего числа приложений за пределами области информационных технологий (ИТ), и эта тенденция только усиливается. Промышленные приложения, такие как управление промышленными и технологическими процессами, автоматизация предприятий и промышленные роботы, обретают все большую популярность в качестве вариантов его использования. Однако индустриальная операционная среда значительно отличается от информационной ИТ-среды. Как правило, для автоматизации и управления технологическими процессами промышленные объекты оснащены оборудованием, имеющим приводы от электродвигателей. При потенциально длинных кабелях существует значительный риск помех от сильных всплесков тока и переходных процессов.

В статье исследуется, какую роль играет «Индустрия 4.0» в развертывании промышленных сетей Ethernet. Также будет обсуждено, почему различия в операционной среде между информационными (ИТ) и операционными технологиями (ОТ) требуют более устойчивой и надежной реализации физического уровня (РНҮ) Ethernet.

По мере того как промышленные инициативы, в частности «Индустрия 4.0» и более широкий, чем «Интернете вещей», индустриальный «Интернет вещей» (Industrial Internet of Things, IIoT), набирают силу, необходимость управления взаимодействием в разрозненной среде автоматизации становится все более важной. Однако чтобы создать единую, бесшовную и конвергентную сеть, любая новая топология сети должна поддерживать унаследованную инфраструктуру, существующую на большинстве заводов и производственных объектов (см. рис. 1). Помимо этого, растет потребность в детерминированном поведении всей производственной системы, а не только отдельных изолированных элементов предприятия. В этом плане именно Ethernet обеспечивает гибкий, масштабируемый и хорошо поддерживаемый сетевой протокол, на основе которого можно создать промышленный вариант сети. В результате в настоящее время для того, чтобы реализовать эту идею, существует несколько промышленных протоколов Ethernet, использующих модифицированные уровни управления доступом к среде (МАС) с целью обеспечить:

- поддержку устаревших сетевых протоколов;
- низкую задержку;
- детерминированность.

91



Рис. 1. Пример промышленного развертывания сети от периферии до облака

Широкое развитие в индустриальной сфере протокола Ethernet для промышленных приложений уже привело к созданию чувствительного ко времени сетевого расширения Ethernet в виде стандарта IEEE 802.1¹. Однако, в отличие от обычного использования Ethernet в офисах и центрах обработки данных, в индустриальной сфере имеется несколько проблем, особенно в отношении физического уровня (PHY) Ethernet.

ПРОБЛЕМЫ ФИЗИЧЕСКОГО УРОВНЯ ПРОМЫШЛЕННОГО ETHERNET

Физический уровень (PHY) Ethernet отвечает за преобразование информации с уровня канала передачи данных в электрические сигналы для отправки и приема по физическим сетевым кабелям. PHY стандарта Ethernet IEEE 802.3 определяет скорость передачи сигналов, топологию сети и спецификации электрических сигналов. В этом контексте сигналы, передаваемые и принимаемые по сети, будут иметь дело с высокими уровнями электрических электромагнитных помех (ЭМП), создаваемых различными распределительными устройствами, производственным оборудованием и электродвигателями. Высокие напряжения и сильные скачки тока создают излучаемые и кондуктивные ЭМП в виде всплесков и переходных процессов. На крупных производственных объектах, где используются длинные кабели (до 100 м) и установлено оборудование, производящее электромагнитное излучение, такие нежелательные помехи могут воздействовать на сетевые кабели. Соответственно, все оборудование, подключенное к сети, требует высокой степени защиты от ЭМП. Еще одно электрическое нарушение возникает из-за воздействия разрядов статического электричества (electrostatic discharges,

ESD). Электростатические разряды могут появляться во время монтажа или технического обслуживания оборудования, они также распространены в производственных средах с быстродвижущимися частями или материалами, такими как конвейерные ленты и некоторые другие производственные линии. Вероятность возникновения этих электрических неисправностей в офисах или центрах обработки данных достаточно мала. Однако при проектировании промышленных систем необходимы дополнительные меры предосторожности для смягчения последствий электростатического разряда и решения проблем электромагнитной совместимости (ЭМС).

Оборудование, предназначенное для промышленного применения, должно соответствовать сразу нескольким международно признанным стандартам EMC и ESD, а также практическим потребностям среды, в которой оно установлено. Для понимая различий можно обратиться к сводной таблице требований физического уровня к промышленному Ethernet для надежных приложений промышленного Ethernet (см. табл. 1).

Упомянутые стандарты включают следующие документы EN и IEC: 61000–4-5 («Испытание на устойчивость к выбросу напряжения»), 61000–4-4 («Испытание на устойчивость к электрическим быстрым переходным процессам»), 61000–4-2 («Устойчивость к электростатическим разрядам, ESD») и 61000–4-6 («Испытание на невосприимчивость к кондуктивным возмущениям, индуцированных радиочастотными полями»). Кроме того, оборудование не только должно быть защищено от ЭМП/ESD, но и само не должно создавать помехи для другого оборудования. Это требование подразумевает соответствие оборудования стандарту EN/IEC 55032 («Требования к электромагнитной эмиссии») в отношении ЭМС по части излучаемых и кондуктивных помех. Подробно о проблемах

¹ Стандарт подготовлен рабочей группой IEEE 802.1, которая была сформирована для создания и развития стандартов межсетевого взаимодействия 802-LAN/802-MAN-архитектур и других глобальных сетей. Занимается вопросами безопасности, общего управления сетью и протоколами нижних уровней модели OSI.

Таблица 1. Требования к физическому уровню (РНҮ) для сетей коммерческого (широкого) применения и индустриальной сферы

Основные требования к ИС физического уровня Ethernet	Физический уровень широкого применения	Физический уровень индустриального Ethernet	Преимущества
Диапазон рабочих температур	0+70°C	−40+105°C	Надежная работа в жестких условиях индустриаль- ной среды
Задержка физического уровня Gb Ethernet (RGMII)	> 400 нс	< 300 нс	Сокращенное время сетевого цикла
Потребляемая мощность на физическом уровне Gb Ethernet	> 500 мВт	< 350 мВт	Изделия со степенью защиты IP66/IP67 могут использоваться без вентиляторов и радиаторов
Выполнение требований по ЭМС и устойчивость к ESD для ИС физического уровня	Не требуется	Нормируется устойчивость к броскам напря- жения, быстрым переходным процессам, ESD, устойчивость к наведенным ЭМП, а также излучаемые и кондуктивные ЭМП	Сокращение времени и затрат на разработку и сертификацию продукта, надежный продукт
Габаритный размер ИС физического уровня	48 выводов, 7×7 мм	40 выводов, 6×6 мм	Меньший форм-фактор
Доступность продукта	Ограниченная по времени	20—25 лет	Долговременная доступность продукта

ЭМС, их решении для разного типа оборудования и стандартах, в том числе и действующих на территории Российской Федерации, можно прочитать в серии статей [1].

Для производителей оборудования сертификация по вышеперечисленным стандартам – это трудоемкий и дорогостоящий процесс. Значительно сэкономить время и ускорить вывод нового продукта на рынок может выбор компонентов, которые уже соответствуют стандартам ЭМС.

Еще один не менее важный аспект при проектировании и эксплуатации устройств физического уровня Ethernet – решение проблемы температурного режима. По мере возрастания скорости сети, особенно учитывая, что гигабитная скорость передачи данных становится уже нормой, количество поддерживающих ее интегральных схем (ИС) также увеличивается. Здесь необходимо помнить, что заводская площадь не безразмерная и свободное пространство находится в дефиците. В цехах минимум места, доступного для шкафов управления, которые буквально напичканы различной электронной и управляющей аппаратурой, поэтому сложно втиснуть все больше и больше функций в ограниченную область, увеличивая потребность в приложениях с низким энергопотреблением и высокой энергоэффективностью. Большое количество аппаратуры внутри шкафов управления также требует учета тепловых расчетов. Кроме того, герметизация внутри водонепроницаемого корпуса накладывает несколько конструктивных ограничений на способ рассеивания тепла при сохранении внутренней защиты от воды (жидкостей) и пыли. Опять же, компоненты с энергоэффективными характеристиками и низким энергопотреблением значительно упрощают задачи проектирования как механики, так и электроники. Большинство ИС физического уровня, используемых в бытовом и офисном оборудовании, имеют диапазон рабочих температур в пределах 0...+70°С. При проектировании промышленного Ethernet в конструкции с ограниченным пространством температура окружающей среды может значительно превышать этот диапазон. Следовательно, спецификация для промышленного Ethernet PHY должна соответствовать индустриальному диапазону температур, а именно -40...+105°С.

Два других важных критерия выбора физического уровня, используемого в промышленных приложениях Ethernet, – временная задержка и масштабируемость скорости передачи данных (см. рис. 2). Задержка имеет два аспекта:

 Быть как можно меньше, чтобы поддерживать низкие уровни времени сетевого цикла (время чтения и сбора информации со всех подключенных сетевых устройств).



Рис. 2. Иллюстрация важности низкой задержки в промышленной сети Ethernet

интерфейсы



Рис. 3. Упрощенная блок-схема конечного приложения для реализации физического уровня Ethernet на основе ИС ADIN1300

 Обеспечивать предсказуемое время задержки для чувствительных ко времени приложений реального времени.

Поскольку в большинстве развертываний промышленного Ethernet используется линейная и кольцевая топология, каждому подключенному устройству требуется два порта – вход данных и выход данных. Это увеличивает как задержку сквозной передачи, так и энергопотребление.

Возможность масштабируемости скорости передачи данных в будущем доказывает, что физический уровень Ethernet соответствует новым стандартам данных. Необходимо учитывать, что оборудование промышленной автоматизации обычно должно иметь срок службы 15–25 лет. В течение этого времени будут развернуты устройства, использующие новые стандарты, такие как стандарт физического уровня Ethernet с низким энергопотреблением и низкой скоростью передачи данных IEEE 802.3cg/10BASE-T1L [2]. Усовершенствования высокой пропускной способности добавят к списку требования для физического уровня Ethernet.

АРХИТЕКТУРА ФИЗИЧЕСКОГО УРОВНЯ, РАЗРАБОТАННАЯ ДЛЯ ПРОМЫШЛЕННЫХ ПРИЛОЖЕНИЙ ETHERNET

Примером ИС надежного физического уровня Ethernet, специально созданной для работы в жестких промышленных условиях эксплуатации и с расширенными температурными режимами до +105 °C, является ADIN1300 компании Analog Devices [2].

Эта энергоэффективная с низкой собственной потребляемой мощностью однопортовая ИС физического уровня 10/100/1000 Gigabit Ethernet потребляет менее 350 мВт в режиме 1000BASE-T и соответствует всем промышленным стандартам в части ЭМС, ранее обсуждавшимся в этой статье. Задержка в 1000BASE-T составляет всего 68 нс при передаче и 226 нс при приеме. ADIN1300 отвечает всем требованиям промышленного протокола Ethernet EtherCAT. На рисунке 3 показана функциональная блок-схема простого приложения ADIN1300.

При разработке схемы РНҮ выбор магнетиков требует особого внимания. Достижение гальванической развязки между



Рис. 4. Упрощенная типовая блок-схема приложения на основе ИС ADIN1300 и трансформатора WE-STST 74930000

хост-приложением и сетью защищает обе стороны от сбоев и переходных процессов – это неотъемлемая часть любой конструкции Ethernet. Стандарты ІЕЕЕ 802.3, относящиеся к ІЕС 60950, предусматривают минимальное напряжение изоляции 1500 В (СКЗ) среднеквадратического или 2250 В DC в течение 60 с. Специально разработанный трансформатор, такой как сверхминиатюрный сигнальный трансформатор Würth Elektronik WE-STST 74930000 [3], оптимален для использования с ИС ADIN1300. Это компактное дискретное устройство имеет размеры 4,7×3,22×2,9 мм (Д×Ш×В), что обеспечивает высокий уровень гибкости конструкции и позволяет эффективно использовать доступное пространство на печатной плате. Кроме того, автоматизированное производство этого трансформатора сводит к минимуму отклонение/вариабельность его параметров по сравнению с трансформаторами ручной намотки. На рисунках 4 и 5 показаны примеры реализации схем и разводки печатной платы для ИС ADIN1300 и трансформатора WE-STST 74930000. Подробная информация о разработке индустриального Ethernet с использованием трансформаторов WE-STST компании Würth Elektronik представлена в [4].

выводы

При разработке приложения для промышленного Ethernet выбор физического уровня требует особого внимания. ИС физического уровня должна быть



Рис. 5. Пример компоновки печатной платы на основе ИС ADIN1300 и трансформатора WE-STST 74930000

способна надежно функционировать в средах, подверженных сильным электромагнитным помехам, и соответствовать требованиям стандартов по ЭМС, включая устойчивость к ESD. Кроме того, как и во многих конструкциях с ограниченным пространством, первостепенное значение имеет необходимость работы при повышенных температурах, равно как и необходимость в учетных данных с низким энергопотреблением. В этом плане ИС ADIN1300 и трансформатор Würth Elektronik STST-74930000 оптимально дополняют друг друга в таких приложениях.

ЛИТЕРАТУРА:

1. О'Брайен М.,, Голлер Ф. Перевод и дополнение: Рентюк В. Возможности 10BASE-T1L для бесшовного подключения сети промышленного Ethernet//Компоненты и технологии. 2020. № 9.

2. ADIN1300 PHY-приемопередатчик сети промышленного Ethernet с малыми задержками и малым энергопотреблением, поддерживающий скорости передачи данных 10 Mбит/с, 100 Mбит/с и 1 Гбит/с. www. analog.com/ru/products/adin1300.html

3. WE-STST Super Tiny Signal Transformer ORDER CODE 74930000. Würth Elektronik eiSos GmbH&Co. KGEMC &InductiveSolutions. www. we-online.com/catalog/datasheet/74930000.pdf

4. Бустос Х., Шиллингер Р., Марк С., Чен А. Перевод и дополнения: Рентюк В. Краткое руководство по разработке индустриального Ethernet с использованием трансформаторов WE-STST компании Würth Elektronik//Компоненты и технологии. 2020. № 7.

БЕСПРОВОДНАЯ ПЕРЕДАЧА ЭНЕРГИИ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ ДЛЯ УСТРОЙСТВ, РАБОТАЮЩИХ В УСЛОВИЯХ ИНДУСТРИАЛЬНОЙ СРЕДЫ

АНДРЕАС НАДЛЕР (ANDREAS NADLER), КЕМ СОМ (CEM SOM), Перевод, дополнения и комментарии: ВЛАДИМИР РЕНТЮК

В последнее время в потребительской электронике наблюдается заметный рост популярности в использовании технологии беспроводной передачи энергии. Разработчики индустриального и медицинского оборудования, оценив неоспоримые преимущества данной технологии, также обратили на нее внимание. В первую очередь это связано с массовым применением беспроводных коммуникационных технологий, таких как WLAN и Bluetooth, – именно вместе с ними беспроводная передача питания стала весьма многообещающей концепцией. С использованием этой технологии становятся доступными совершенно новые подходы, которые не только дают явные технические преимущества, но и открывают возможности для передовых решений в области промышленного оборудования. Цель настоящей статьи – продемонстрировать, что простые в использовании устройства для беспроводной передачи мощностью в 100 Вт или более можно разработать на базе обычных схемотехнических решений без использования программного обеспечения или специальных управляющих контроллеров. Авторский перевод предлагаемой статьи с дополнениями и комментариями выполнен на основе оригинальной публикации [1].

введение

Беспроводная технология передачи энергии, или WPT (англ. WPT — Wireless Power Transfer), дает возможность менять подходы в проектировании на уровне концепции. Особенно это хорошо заметно в тех промышленных секторах, где оборудование работает в неблагоприятных экологических условиях, при использовании агрессивных моющих и очищающих средств, при высоком уровне загрязнения или с большими механическими нагрузками. Это касается и оборудования, предназначенного для работы в потенциально взрывоопасной среде, медицине, строительных машинах, которые подвергаются воздействию многократных ударов и вибрации, — здесь, например, можно будет отказаться от дорогих и ненадежных скользящих токосъемников и контактов. Еще одна перспективная область применения рассматриваемой технологии — передача энергии без гальванической связи через изоляционные барьеры, которые должны удовлетворять особым требованиям, таким как наличие усиленной или двойной изоляции. Особенно это касается критически важных с точки зрения безопасности приложений, в частности индустриального оборудования специального применения, шахтного и взрывозащищенного оборудования, а также медицинской аппаратуры, где требования по безопасности все больше ужесточаются [1, 2]. Проблема использования изоляции заключается в ее деградации как чисто физической, так и вследствие частичных разрядов [5]. И первое и вторые, как можно видеть, полностью отсутствуют в рассматриваемой технологии передачи энергии.

ZVS-ГЕНЕРАТОР (РЕЗОНАНСНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ)

В основе предлагаемого к рассмотрению решения лежит классический резонансный преобразователь по схеме Ройера (самовозбуждающийся генератор с магнитной связью), который используется в качестве основного генератора для передачи энергии.

Выбранный тип генератора обладает следующими важными преимуществами:

- для его автоматического возбуждения достаточно лишь подачи напряжения постоянного тока;
- форма тока и напряжения почти синусоидальная;
- не требует контроллера и управляющего программного обеспечения;
- легко масштабируется на мощность 1–200 Вт;
- ключи, выполненные на МОП-транзис-торах, переключаются практически по нулевому напряжению (отсюда и его второе название: ZVS-генератор, от англ. Zero-Voltage Switching, в данном случае переключение при нулевом напряжении);
- легко настраивается под различные уровни напряжений и токов.



Рис. 1. Базовая схема резонансного преобразователя

БЕСПРОВОДНАЯ ПЕРЕДАЧА ЭНЕРГИИ



Рис. 2. Беспроводные силовые приемные и передающие катушки от компании Würth Elektronik

Базовая электрическая принципиальная схема преобразователя Ройера приведена на рис. 1 и представляет собой схему передатчика энергии, которая нагружена на передающую катушку L_P. Прием энергии также выполняется через катушку индуктивности, как аналогичного, так и иного конструктивного исполнения. Варианты конструктивного исполнения катушек приведены на рис. 2.

ПРИНЦИП РАБОТЫ

Резонансный преобразователь, как правило, действует с постоянной рабочей частотой генерации, которая определяется резонансной частотой параллельного колебательного контура, образованного элементами L_p и C_p. Как только на схему будет подано напряжение питания постоянного тока, она,

из-за наличия неизбежного разброса параметров МОП-транзисторов, войдет в автоколебательный режим. При подаче питания, буквально за доли секунды, один из двух МОП-транзисторов окажется открыт более, чем другой. Положительная обратная связь по затворам МОП-транзисторов по отношению к стоку противоположного, менее открытого МОП-транзистора приводит к фазовому сдвигу на 180°, и эти два ключа всегда будут в противофазе друг к другу и никогда не включатся одновременно (рис. 3). Таким образом, при правильно выполненной схеме наличие сквозных токов в данной схеме в принципе невозможно. МОП-транзисторы поочередно подключают параллельный колебательный контур на общий провод («землю»), причем его противоположный конец подсоединен к источнику питания, что позволяет периодически перезаряжать резонансный контур.

На рис. 4 отображена форма напряжения непосредственно на катушке; как можно видеть, она практически синусоидальная, о чем и говорилось выше.

Резонансная частота преобразователя определяется как резонансная частота идеального колебательного контура

$$f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC}),$$

где L — индуктивность катушки колебательного контура L_p; С — емкость конденсатора колебательного контура C_p.

Однако поскольку мы имеем дело с реальным контуром, его резонансная частота f, без учета коэффициента связи определяется как резонансная частота колебательного контура с потерями:

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R_{dc}^2}{L^2}} = f_0 \sqrt{1 - \frac{R_{dc}}{Z_p}},$$

где R_{dc} — сопротивление катушки L_{P} по постоянному току; Z_{p} — импеданс колебательного контура.

В свою очередь импеданс колебательного контура Z_p определяется как:

$$Z_{p} = (-jX_{L}X_{C})/(X_{L}-X_{C}),$$

где X_L — сопротивление (здесь и далее для реактивных элементов под «сопротивлением» имеется в виду модуль импеданса) катушки индуктивности L_p равно $X_L = 2\pi f_L; X_C$ — сопротивление конденсатора C_p , равно $X_C = 1/2\pi f_C$.

Еще одна особенность топологии схемы заключается в том, что переключение ключей всегда происходит в точке, близкой к нулю напряжения. Это означает, что коммутационные потери (потери на переключение) в МОП-транзисторах очень низкие. С другой стороны, недостатком данной топологии является то, что потребляемая ее мощность на холостом ходу оказывается относительно



Рис. 3. Напряжения измерены на стоках транзисторов (концах катушки передатчика), показаны синим и красным цветом. Желтым и зеленым показана форма напряжения на затворах. Напряжения измерены относительно общего провода (GND) при напряжении питания V_{in} = 20 В и выходной мощности Р_{ми} = 100 Вт

высокой. Причина — в наличии реактивных токов, постоянно циркулирующих в колебательном контуре. Соответственно, в идеале такой резонансный преобразователь должен работать только при подключении внешней нагрузки, а точнее при обнаружении с ней магнитной связи. Кроме того, следует учитывать, что резонансная частота колебательного контура зависит от коэффициента связи с приемной катушкой. Причина в том, что поскольку обе катушки (приемная и передающая) располагаются параллельно, то наличие отраженного импеданса со стороны приемника влияет на индуктивность намагничивания катушки передатчика. Уменьшающийся коэффициент связи вызывает повышение частоты, поскольку в этом случае индуктивность намагничивания катушки передатчика уменьшается. Более подробно о выборе катушек приемника и передатчика, а также о принципе передачи энергии, который лежит в основе рассматриваемого метода, а именно взаимодействии в области ближнего поля, написано в публикации [4].

Базовая схема преобразователя, показанная на рис. 1, в зависимости от используемых компонентов может работать при напряжении питания 3,3-230 В и выше. При использовании напряжения питания более 20 В необходимо обратить внимание на защиту от прикосновения, поскольку в этом случае напряжение на колебательном контуре с учетом л-фактора будет выше уровня безопасного сверхнизкого напряжения SELV (англ. SELV — Safety Extra Low Voltage). Согласно действующим стандартам порог безопасного напряжения установлен на уровне 50 В переменного тока (действующее значение) или 120 В постоянного (выпрямленного) напряжения [2].

Что касается эффективности (КПД) схемы беспроводной передачи мощности, на практике она может превышать 90%. Это достаточно хороший показатель, поскольку в него уже включены потери на связь через воздушный зазор, а выходное напряжение рассматривается как готовое к использованию, выпрямленное и сглаженное постоянное напряжение. Уровень КПД остается без изменения при воздушном зазоре в пределах 4-10 мм. Это связано с тем, что большая доля энергии магнитного поля, не связанная со стороной приемника, возвращается обратно в колебательный контур. В зависимости от конкретного применения возможно увеличение расстояния до 18 мм, однако здесь должен соблюдаться известный компромисс между коэффициентом связи катушек передатчика и приемника и выполнением требований стандартов



Рис. 4. Напряжение непосредственно на катушке передатчика без привязки к общему проводу GND при V_{in} = 20 B и P_{out} = 100 Bт

в части электромагнитной совместимости (ЭМС) устройства. Информация о том, что нужно знать об испытаниях на выполнение нормативов по ЭМС для изделий коммерческого назначения по уровням требований, методикам измерений и используемому оборудованию, действующим в соответствии с международными стандартами и стандартами, действующими на территории Российской Федерации, приведена в [7].

КПД решения может быть повышен за счет использования для управления затворами вместо диодов Шоттки небольших МОП-транзисторов малой мощности или применения двухтактного драйвера на биполярных транзисторах — об этом подробно сказано в [1].

При напряжении питания свыше 20 В для управления затворами МОПтранзисторов может использоваться либо емкостной делитель напряжения, либо дополнительный источник напряжения DC/DC-преобразователя, например высокоэффективный и компактный модуль питания серии MagI3C компании Würth Elektronik [6]; подробнее об этом в [1].

Как уже было сказано, схема, размещенная на стороне передатчика, может использоваться и для приемника. В этом случае резонансный преобразователь работает уже как синхронный выпрямитель. Но здесь необходимо учитывать, что резонансная частота контура приемника в общем случае (отдельные варианты будут рассмотрены ниже) должна быть достаточно близкой к частоте передатчика. Именно это создает максимальный эффект поглощения энергии. Параллельный колебательный контур на стороне приемника, который является вторичной стороной, ведет себя как нагрузка со стабилизацией по току, то есть как генератор постоянного втекающего тока. Именно это позволяет значительно повысить общую эффективность схемы. Кроме того, емкость конденсатора в контуре должна быть

выбрана с такими расчетом, чтобы компенсировать влияние на катушку приема энергии всех паразитных индуктивностей. Если схема настроена должным образом, подчеркнем должным образом, то приемник может подавать неиспользованную энергию назад в передатчик, как это делает при работе на нагрузку, например, «идеальный», или «умный», диод компании Linear Technology. В рассматриваемом примере — это МОП-транзистор с каналом N-типа. В момент подключения входного напряжения, конечно, если входное напряжение больше выходного, ток через защитный диод транзистора течет в нагрузку. Транзистор открывается, и падение напряжения на нем равно I_{load} R_{ds,on} (где R_{ds,on} — сопротивление канала транзистора в открытом состоянии, а I_{load} — ток нагрузки по стоку). Как правило, это напряжение примерно в 10 раз ниже, чем падение напряжения на диоде Шоттки. Если напряжение на аноде такого диода меньше, чем на катоде, транзистор закрывается.

Что касается пульсаций входного напряжения, для их уменьшения по входу (цепь подачи питания) целесообразно использовать полимерные и керамические конденсаторы с низким уровнем собственного эквивалентного последовательного сопротивления ESR (англ. ESR — Equivalent Series Resistance) (рис. 5).

Для приведения снятой энергии к возможности ее практического использования, на стороне приемника можно установить классический мостовой выпрямитель. Преимущество такого решения заключается в более высоком выходном напряжении, снижении затрат и экономии пространства, но за счет снижения КПД из-за потерь на диодах.

Под нагрузкой частота преобразования и передачи энергии, как правило, не должна превышать 150 кГц, иначе



Рис. 5. Отраженные пульсации напряжения и шумы на шине питания передатчика при $V_{\rm in}=20$ B и $P_{\rm out}=100$ Bт

потери в конденсаторах и катушках колебательных контуров передатчика и приемника будут слишком большими. Кроме того, предел нормирования кондуктивных (наведенных) электромагнитных помех на линии питания обычно находится выше частоты 150 кГц (но, например, CISPR15 EN55015 для некоторых типов оборудования устанавливает границы 9 кГц – 30 МГц, и это надо учитывать) [7]. Так что участок 105–140 кГц является наилучшим компромиссом, гарантирующим, что вы остаетесь в безопасном диапазоне в соответствии с утвержденным в настоящее время диапазоном частот для индуктивной передачи энергии (100–205 кГц).

Общий вид одного из вариантов решения системы беспроводной передачи энергии приведен на рис. 6 и 7, а распределение температур на рис. 8 и 9.

В этой части статьи были рассмотрены принцип и общее решение устройств беспроводной передачи энергии большой мощности, работающих в условиях индустриальной среды. В следующей части будут рассмотрены вопросы, связанные с электромагнитными помехами (ЭМП) и вытекающими из этого проблемами соответствия рассматриваемых устройств требованиям по ЭМС.

Поскольку энергия питания передается одновременно с функционированием приложений в режиме передачи данных по беспроводной сети, то соблюдение допустимых уровней ЭМП требует внимательности и ответственного отношения. Проблема в том, что катушки передатчика и приемника ведут себя как трансформатор с малым коэффициентом связи и очень большим воздушным зазором. Это приводит к достаточно большому уровню электромагнитного поля вблизи катушек. Измерения в части выполнения требований по ЭМС показали, что широкополосные помехи могут возникать в спектре основной волны вплоть до частот порядка 80 МГц. Если уровень помех измеряется ниже установленного предела с хорошим запасом, то можно предположить, что требования по напряженности поля радиопомех также будут соблюдаться. В общем, при разработке устройств беспроводной передачи мощности выполнение требований стандарта EN55022 для Класса В может представлять собой проблему, сложность решения которой нельзя недооценивать. Пример результата измерения уровня кондуктивных ЭМП приведен на рис. 10.

Магнитное поле H (dl/dt) может создать индуктивную связь и, следовательно, навести ток помехи на соседние проводящие дорожки. Обычно



Рис. 6. Испытание системы беспроводной передачи энергии с воздушным зазором 6,5 мм (V_{in} = 20 В постоянного тока, P_{out} = 100 Вт)



Рис. 7. Внешний вид составляющих системы беспроводной передачи энергии с воздушным зазором 6,5 мм (V_{in} = 20 В постоянного тока, P_{out} = 100 Вт)



Рис. 8. Распределение температуры (верхняя сторона = фильтр + конденсаторы) схемы и катушек для P_{out} = 100 Bt (V_{in} = 20 B)



Рис. 9. Распределение температуры (нижняя сторона = МОП-транзистор + драйвер затвора) схемы и катушек для Р_{оит} = 100 Вт (V_{in} = 20 В)

для борьбы с этим явлением полезно максимально разнести такие цепи или использовать ферритовые гибкие материалы, например WE-FSFS [6], подробно об этом материале и вопросах применения магнитного экранирования, в том числе и для беспроводных зарядных устройств, написано в [8].

В отличие от магнитного электрическое поле E (dV/dt) имеет емкостную связь с «землей». Это можно наблюдать при измерении напряжения помех или напряженности поля. Вот почему такие источники синфазных помех необходимо подавлять как в низкочастотном (килогерцевом), так в более высокочастотном (мегагерцевом) диапазоне.

Поскольку в рассматриваемых приложениях беспроводной передачи энергии именно электрическое поле Е (а точнее, поле рассеяния) является основной причиной проблем ЭМС, то рекомендуется принять следующие меры:

- Для уменьшения вихревых токов под катушкой, особенно если это передатчик, должна быть установлена и ориентирована по направлению к ней перфорированная металлическая пластина. Это может быть, например, медная фольга на печатной плате, подключенная через конденсатор (например, типа WE-CSMH емкостью 1–100 нФ, рассчитанный на рабочее напряжение 2000 В) к заземлению или корпусу схемы. Он накоротко замкнет большую часть электрического поля на источник, и оно уже не будет распространяться через «землю» (общий провод).
- Защитить катушки передатчика и приемника и их цепи возбуждения и приема энергии хорошо экранирующими металлическим и/или поглощающим материалом WE-FAS, WE-FSFS [8].
- Если это допускают уровни токов утечки (они нормируются стандартами по электробезопасности, в частности в медицинском оборудовании [2]), то снизить уровни помех в широком частотном спектре помогут Y-конденсаторы максимальной емкостью 2×4,7 нФ, например серии WE-CSSA.
- Для фильтрации источников синфазных помех в низкочастотном диапазоне 0,05–5 МГц, в зависимости от рабочего напряжения и тока, могут использоваться синфазные дроссели с компенсацией постоянного тока из следующих серий: WE-CMB, WE-CMBNC, WE-UCF, WE-SL или WE-FC.
- Для фильтрации синфазных помех в более высокочастотном диапазоне 5–100 МГц, в зависимости от рабо-



Рис. 10. Пример результата измерения спектра кондуктивных электромагнитных помех в диапазоне частот 9 кГц – 30 МГц, предел по Классу В

чего напряжения и тока, могут применяться синфазные дроссели с компенсацией постоянного тока из следующих серий: WE-CMB NiZn, WE-CMBNC, WE-SL5HC или WE-SCC.

- Подавить дифференциальные ЭМП в зависимости от рабочего напряжения помогут Х-конденсаторы из следующих серий, которые должны быть подключены между обеими линейными шинами и нейтралью: WE-FTXX или WE-CSGP.
- Поскольку во всей цепи, в зависимости от приложения, протекает очень большой переменный ток, то для соответствия устройства требованиям по ЭМС важно иметь компактную печатную плату с малой собственной индуктивностью проводников. Компоненты силовой цепи и колебательного контура должны быть расположены максимально близко друг к другу и подключаться проводниками с малой собственной индуктивностью. Для этого необходимо оптимально использовать «заливку» свободных областей с применением обычных полигонов.

Пример решения по выполнению требований ЭМС с использованием X-

и Y-конденсаторов приведен на рис. 11, а пример конструктивного решения, когда ввиду специфики устройства нельзя использовать Y-конденсатор с подключением на «землю», скажем, в медицинских устройствах, носимой аппаратуре и в оборудовании для работы в потенциально взрывоопасной среде, показан на рис. 12.

Как правило, во время проведения ОКР необходимо измерять уровни ЭМП на всех этапах проектирования, начиная с прототипа. Для этого рекомендуется заключить договор и поручить выполнять измерения компетентной лаборатории, профессионально занимающейся вопросами ЭМС. Внесение изменений в массовом производстве всегда связано с более высокими материальными затратами [7].

Кроме того, следует учитывать, что требования национальных стандартов могут отличаться, поэтому если конечный продукт будет продаваться в разных странах, то для ускорения процесса разработки и вывода изделия на рынок необходимо заранее учитывать регламенты стандартов и допустимые полосы частот для каждой страны.



Рис. 11. Предлагаемое общее решение по снижению уровня синфазных и дифференциальных помех



Рис. 12. Пример решения, когда из-за ограничения по току утечки или ввиду специфики устройства нельзя использовать Y-конденсатор

ПЕРЕДАЮЩИЕ И ПРИЕМНЫЕ КАТУШКИ: ОСОБЕННОСТИ ВЫБОРА

Для того чтобы найти подходящую беспроводную катушку для системы беспроводной передачи энергии, необходимо обратить внимание на следующие вопросы:

- Насколько высок ожидаемый максимальный ток в катушке (реактивный и номинальный ток)?
- Каковы максимально допустимые размеры корпуса устройства (длина, высота и ширина)?

Во избежание нежелательного насыщения или перегрева у катушек всегда должен быть запланирован некий запас, обычно на уровне 30% от расчетного номинального рабочего тока. Если можно использовать несколько вариантов катушек, предпочтение следует отдавать тем катушкам, которые имеют наивысшую индуктивность, поскольку в этом случае конденсатор колебательного контура может быть меньше. Кроме того, такой подход сокращает уровень реактивных токов, возникающих в колебательном контуре. Меньшие токи в контуре приводят к снижению самонагрева и улучшению свойств в части ЭМС.

Максимальный ток в колебательном контуре равен: $I_{max} = \pi U_{in} \sqrt{C} / L$, где U_{in} — напряжение на контуре.

Лучший коэффициент связи достигается тогда, когда катушки передатчика и приемника имеют одинаковые геометрические размеры, поэтому здесь рекомендуются катушки с соотношением размеров 1:1. Компоненты семейства WE-WPCC, например 760308102142 (53×53 мм), 760308100143 (Ø50 мм), 760308100110 (Ø50 мм), были специально разработаны для устройств высокой мощности. Эти катушки могут использоваться в качестве передатчиков и приемников. Они характеризуются весьма низкими значениями сопротивления по постоянному току R_{dc}, очень высокими значениями добротности Q и очень высокими токами насыщения I_R.

КОНДЕНСАТОР КОЛЕБАТЕЛЬНОГО КОНТУРА: ОСОБЕННОСТИ ВЫБОРА

Поскольку в параллельном колебательном контуре, как известно из теории, циркулируют большие токи, то при выборе типа используемых в нем конденсаторов подходит далеко не любая технология. В зависимости от приложения пригодны только три типа конденсаторов: МКР (например, WEFTXX и WE-FTBP), с диэлектриком NP0 (в частности, WE-CSGP) или FKP. В связи с их низким уровнем собственных потерь данные типы конденсаторов способны выдерживать высокие переменные токи без перегрева. Однако в зависимости от мощности резонансного преобразователя, для того чтобы уменьшить нагрев, применяют разделение токов, которое достигается параллельным включением нескольких конденсаторов. Здесь следует тщательно следить за тем, чтобы ни один из конденсаторов не нагревался до температуры, превышающей 85°С. Именно по этой причине конденсаторы с более высокими потерями (особенно следует оценивать уровень диэлектрических потерь) X7R, X5R, MKS и т.д. не подходят для колебательных контуров в резонансных преобразователях. Принимая во внимание размер корпуса, общие затраты и минимально возможный реактивный ток в резонансном контуре, необходимо выбрать максимально низкую емкость конденсатора. Предельными факторами здесь являются максимальная рабочая частота преобразователя, индуктивность катушки передатчика и приемника. Номинальное рабочее напряжение конденсатора должно быть не менее πV_{in} плюс дополнительный запас в 20%. Также следует учитывать, что максимально допустимое среднеквадратичное напряжение переменного тока V AC_{rms} для конденсаторов типа MKP заметно падает на частотах выше 5 кГц.

Коэффициент потерь конденсатора в процентах определяется как: $DF = 2\pi f \times ESR_{cap} \times C \times 100\%$.

ИНДУКТИВНОСТИ ФИЛЬТРА: ОСОБЕННОСТИ ВЫБОРА

Колебательный контур с его переменным током отделяют от источника питания две катушки индуктивности (дроссели). Через них подается напряжение от источника питания постоянного тока, при этом они играют роль фильтрующих элементов. Дроссели следует выбирать исходя из максимально возможного номинального тока конкретной схемы. Здесь должен использоваться классический силовой дроссель (например, WE-HCI, WE-PD, WE-LHMI) с воздушным зазором и высокой добротностью. Его номинальная индуктивность должна быть как минимум в 5 раз выше индуктивности катушки колебательного контура. Это требуется для того, чтобы поставить в колебательный контур достаточную энергию. Если пульсация входного (для передатчика) или выходного (для приемника) напряжения все еще слишком высока, то номинальные значения индуктивности дросселя или емкость конденсатора фильтра могут быть увеличены. В качестве альтернативы, для достижения низких уровней пульсаций, можно уменьшить ESR фильтрующих компонентов. Кроме того, более эффективными здесь будут SMD-дроссели (WE-HCF или WE-HCI), преимущество которых заключается в том, что они имеют меньшие потери на больших токах (как постоянных, так и переменных). Поскольку эти дроссели должны постоянно подавать большой переменный ток в колебательный контур, их нагрев происходит из-за наличия гистерезиса и потерь из-за вихревых токов в материале сердечника. Требуемое значение индуктивности дросселя напрямую связано с емкостью фильтрующего конденсатора.

Добротность дросселя Q определяется как: $Q_L = X_L/R_{dk}$.

К ВОПРОСУ ВЫБОРА МОП-ТРАНЗИСТОРОВ

Выбор подходящего N-канального МОП-транзистора в основном зависит от уровня напряжения питания. Если это лишь 5 В, то для надежного управления может, например, использоваться транзистор с логическими уровнями управления по затвору. Поскольку боль-

шинство мощных МОП-транзисторов имеют максимально допустимое напряжение затвор/исток ±20 В, то при использовании напряжения питания выше 20 В необходимо принять меры для защиты затвора. Это может быть, скажем, стабилитрон, включенный с затвора на общий провод, или емкостный делитель напряжения, который удержит напряжение затвора в оптимальном диапазоне. Следует также обратить внимание на то, чтобы напряжение на затворе не было слишком низким, поскольку в таком случае МОП-транзистор резонансного преобразователя может оказаться в режиме линейного усилителя, в результате чего схема перестанет функционировать.

Такой режим, когда транзистор окажется в активной области своей вольт-амперной характеристики, как правило, приводит к перегреву одного из двух МОП-транзисторов. Кроме того, необходимо соблюдать осторожность, чтобы предотвратить превышение напряжения с учетом увеличения напряжения на множитель л. Так, при напряжении питания 20 В МОП-транзисторы должны выдерживать напряжение исток/сток не менее 63 В. В этом случае следует использовать 100-В транзисторы. Эффективность (КПД) схемы в значительной степени зависит от того, насколько высоки сопротивление канала транзисторов в открытом состоянии R_{ds,on} и требования по заряду затвора (имеется в виду общий заряд затвора) выбранных МОП-транзисторов. Здесь нужно найти компромисс, поскольку МОП-транзисторы с низким R_{ds,on} обычно имеют более высокую емкость затвора и, следовательно, требуется высокий общий заряд затвора.

Ток заряда/разряда по затвору МОПтранзистора: I_{gate} = C_{gate}×(ΔV_{gate}/Δt_{sw}), где С_{gate} — емкость затвора транзистора; ΔV_{gate} — управляющее напряжение на затворе; Δt_{sw} — длительность импульса. При этом коммутационные потери

равны: $P_v = I^2 d \times R_{ds,on'}$ где I_d — ток стока.

ДИОДЫ И СХЕМА ПОДТЯЖКИ

Поскольку МОП-транзисторы необходимо переключать относительно быстро, то в результате появляются связанные с быстрым переключением токи на уровне ампер как следствие заряда и разряда емкости затвора. Такие зарядно-разрядные токи должны поступать через резисторы подтяжки и диоды. Возникающие при этом потери не столь уж малы. Вот почему необходимо принять меры по оптимизации максимально допустимых потерь мощности (PV), при этом учитывать и токовую нагрузку компонентов в цепи управления затвором. Аналогично защитные диоды транзисторов должны иметь такое же максимально

допустимое обратное напряжение, как и МОП-транзисторы. В качестве альтернативы классическим диодам или диодам Шоттки можно использовать диоды, которые имеются в корпусах МОПтранзисторов. В зависимости от типа они способны выдерживать большие нагрузки, сохранять свои характеристики при более высокой температуре, чем та, что обычно указана в спецификации на транзистор. Не следует недооценивать и потери обратного восстановления, их тоже следует учитывать.

Потери мощности в цепи управления затвором: $P_v = (U_{diode} \times I) + (I^2 \times R_{pull-up}),$ где U_{diode} — падение напряжения на диоде; $R_{pull-up}$ — номинальное сопротивление резистора подтяжки.

ВХОДНОЙ И ВЫХОДНОЙ КОНДЕНСАТОРЫ: ОСОБЕННОСТИ ВЫБОРА

Входные и выходные конденсаторы в сочетании с дросселями служат в основном как элементы входного и выходного фильтров. Поскольку резонансные частоты в системе беспроводной передачи энергии находятся ниже 200 кГц, то конденсаторы должны быть рассчитаны на более высокие рабочие частоты. Проведенные испытания показали, что значения их номинальных емкостей в зависимости от конкретных решений системы и индуктивности дросселей могут принадлежать к диапазону 10–1000 мкФ. Частота среза по уровню –6 дБ такого LC-фильтра должна составлять около 1/10 от частоты колебательного контура системы. При этом ее ослабление теоретически ожидается с коэффициентом 40 дБ/декада. Принимая во внимание неидеальность реальных компонентов фильтра, на практике следует ожидать уровень затухания 30 дБ/декада. В зависимости от используемого типа дросселя на текущий через него постоянный ток может быть наложен значительный компонент переменного тока. Если этот ток слишком высок, то для работы на больших токах пульсаций вместо обычного алюминиевого электролитического конденсатора лучше использовать полимерный электролитический конденсатор, выдерживающий большие токи переменной составляющей. Полимерные и керамические конденсаторы с присущим им низким ESR также обеспечивают возможность значительного уменьшения амплитуды пульсации отраженного напряжения. Меньшая пульсация напряжения означает, что при измерении помех, влияющих на ЭМС, их уровень будет ниже. Наилучший результат достигается при использовании параллельного соединения алюминиевых электролитных конденсаторов

и полимерных или керамических конденсаторов, например WCAP-PTHR или WCAP-PSLC.

Частота среза входного/выходного фильтра

$$f_{-6\pi b} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}},$$

где L — индуктивность дросселя фильтра; С — емкость конденсатора или суммарная емкость всех конденсаторов фильтра.

Падение напряжения (напряжение пульсаций) на конденсаторе фильтра: U_{ripple} = ESR×I_{AC}, где ESR — эквивалентное сопротивление конденсатора или суммарное эквивалентное сопротивление всех конденсаторов фильтра; I_{AC} — переменная составляющая тока.

ВОЗМОЖНЫЕ ПРОБЛЕМЫ, КОТОРЫЕ НЕОБХОДИМО УЧИТЫВАТЬ ПРИ РАЗРАБОТКЕ РЕЗОНАНСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

На практике, если вы остановили свой выбор на предлагаемой топологии схемы, основа которой, несомненно, удобный для использования генератор Ройера, вам обязательно необходимо рассмотреть два момента, связанных с тем, чтобы исключить защелкивание МОП-транзисторов.

1. Требования к источнику питания передатчика в момент включения системы беспроводной передачи мощности

Если источник питания не в состоянии обеспечить достаточный пусковой ток во время переходного процесса при включении, произойдет просадка напряжения и может случиться так, что один из двух МОП-транзисторов начнет зависать в режиме линейного усиления, а через напряжение питания постоянно закорачиваться на «землю», что способно привести к перегреву МОП-транзистора и, как следствие, к его выходу из строя. Следует также обратить внимание на то, чтобы конденсатор входного фильтра не имел чрезмерного номинала, поскольку это может еще больше усугубить эффект «защелкивания», ведь блок питания, кроме пускового тока для генератора, должен будет зарядить и этот конденсатор.

На практике подобного негативного эффекта удается избежать, подключив конденсаторы и резонансный контур к рабочему напряжению еще до остальной части схемы. Затем затворы МОПтранзисторов можно переключать с помощью оптопар или транзисторов. Затворами также управляют и через отдельный источник питающего напря-

жения, например уже упомянутый модуль серии Magl³C, его включение от основного источника питания выполняется с некоторой задержкой.

2. Импеданс, отраженный от стороны приемника к передатчику

С учетом больших скачков нагрузки на стороне приемника и вполне реальных внезапных изменений коэффициентов связи катушек может случиться так, что частично отраженный импеданс накоротко замыкает индуктивность намагничивания со стороны передатчика. Это, в свою очередь, приводит к срыву колебаний, а схема «защелкивается».

Коэффициент связи можно определить как:

$$k = \frac{U_{\text{sec}}}{\pi U_{pri}} \times \frac{N_{pri}}{N_{\text{sec}}} = \frac{M}{\sqrt{L_{pri} \times L_{\text{sec}}}},$$

где U_{sec} — напряжение на вторичной обмотке; U_{pri} — напряжение на первичной обмотке; N_{pri} — число витков первичной обмотки; N_{sec} — число витков вторичной обмотки; L_{pri} — индуктивность первичной обмотки; L_{sec} — индуктивность вторичной обмотки.

М — коэффициент взаимоиндукции определяется как:

 $M = k \sqrt{L_{pri} \times L_{sec}}.$

Для противодействия этому негативному эффекту полезно слегка отстроить частоту резонансного контура приемника при помощи подключения дополнительного параллельного конденсатора так, чтобы резонансная частота самого контура приемника была на 10–20% выше частоты контура передатчика. Альтернативно, параллельно катушке передатчика, может быть подсоединена дополнительная индуктивность (дроссель), причем так, чтобы не возникло магнитной связи с каналом передачи энергии. Эта параллельная индуктивность должна

a constrained by the second se

Рис. 13. Внешний вид и зависимость относительной магнитной проницаемости гибкого ферритового материала типа WE-FSFS

быть равна или меньше индуктивности намагничивания катушки передатчика. Дроссель сохраняет энергию во время ZVS-процесса и помогает поддерживать колебания в случае неблагоприятных переходных процессов, связанных с изменением нагрузки.

Отраженный импеданс с параллельной компенсацией:

$$Z_{re} = \frac{(2\pi f)^2 \times M^2}{L_{sec}} \times \left(\frac{R_{load}}{2\pi f \times L_{sec}} - j\right),$$

где f — частота; R_{load} — сопротивление нагрузки.

Резонансный конденсаторный приемник:

$$C_{\rm sec} = \frac{1}{L_{\rm sec} \times \sqrt{1 - k^2} \times (2\pi f)^2}.$$

Дополнительная компенсирующая емкость приемника:

$$C_{comp} = \frac{1}{\left(2\pi f\right)^2 \times L_{pri} \times \sqrt{1 - k^2}}$$

На первом этапе, еще при создании прототипа, важно насколько это возможно проверить все ситуации, связанные с изменением нагрузки, что критично для обеспечения надежной конструкции с надлежащей функциональностью.

ОПТИМИЗАЦИЯ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ КАТУШЕК WPT

Если катушки WPT закреплены на металле, то в этом случае могут возникать индуктивные потери из-за индуцированных вихревых токов, вызванных магнитным полем рассеяния. Кроме того, металл, например медь на печатных платах, способен нагреваться. Мощные магнитные поля рассеяния также могут оказывать непреднамеренное влияние на электронные компоненты схемы. Этот эффект будет увеличиваться при разносе катушек WPT.

Меры предупреждения предполагают максимальное удаление излучающей катушки от элементов печатной платы и металлических частей от катушек, а также использование гибких ферритовых материалов с высокой магнитной проницаемостью, таких как WE-FSFS [4] (код заказа 374006), что позволит сфокусировать магнитный поток в заданном направлении и не превращать его в ненужное тепло. Для рассматриваемого материала на рис. 13 приведены графики поведения действительной и реактивной составляющих относительной магнитной проницаемости.

Здесь µ' — это действительная часть, µ" — реактивная, или мнимая, часть, описывающая зависящие от частоты потери либо, как их называют, потери на гистерезис. Данные потери приводят к разогреву материала и ухудшению его магнитных свойств, более подробно об этом написано в [8].

ПРИМЕР РЕШЕНИЯ

Примеры решений, которые рассматривались в рамках настоящей статьи, приведены в [1]. На рис. 14 дан пример обратимой схемы, которая может использоваться как передатчик и приемник для беспроводных систем передачи энергии мощностью 100 Вт. (Внимание! В схеме присутствуют напряжения, опасные для прикосновения.)

Преимущество схемы, предлагаемой на рис. 14, состоит в том, что здесь требуется только одна катушка фильтра. Центральный отвод увеличивает частоту колебаний в два раза, а уровень пульсаций входного/выходного напряжения становится меньше. Это позволяет использовать менее габаритные дроссели в фильтрах. Кроме того, благодаря наличию двух перекрывающихся катушек снижаются требования по точности сопряжения катушек передающей и приемной стороны. Дополнительное напряжение 8-10 В можно получить из основного рабочего напряжения посредством маломощного линейного стабилизатора или стабилизатора компании Würth Elektronik (код заказа: 171012401). Транзисторы МЗ и М4, выполняющие роль диодов, могут быть заменены быстрыми 1-А диодами Шоттки с номинальным обратным напряжением 100 В.

Если для запитки подтягивающих резисторов применить более низкое напряжение от вспомогательного источника, то удается сократить потери мощности. В качестве конденсаторов С5 и С6 могут быть использованы конденсаторы номинальной емкостью 1 нФ, рассчитанные на рабочее напряжение 50 В, с ТКЕ NP0. Они необходимы для формирования крутых фронтов при переключении транзисторов М1 и М2.



Рис. 14. Резонансный преобразователь для катушек со средним отводом, который можно использовать на стороне передатчика и на стороне приемника. Изображение взято из [1]

Конструктивное исполнение данной схемы приведено на рис. 15.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенный вниманию читателей резонансный преобразователь представляет собой очень гибкое решение, которое легко адаптируется к условиям работы самых разнообразных приложений. Он может обеспечить наиболее эффективную беспроводную передачу энергии до нескольких сотен ватт. Если для конкретного приложения необходимо ужесточить требования по безопасности (в частности, отсутствие электрической искры при включении/выключении, обнаружение состояния передачи энергии, например при заряде аккумуляторной батареи и т.д.), то предпочтительным окажется именно представленный вариант. Предложенное в настоящей статье схемотехническое решение может стать основой и легко адаптироваться к специфике проектируемого оборудования. Вместо топологии резонансного преобразователя основой может служить и классическая мостовая схема с активным регулированием. В любом случае измерения на соответствие требованиям стандартов по ЭМС должны выполняться уже на первых прототипах и на самой ранней стадии разработки.

Высокая эффективность, малые габариты и выполнение требований стандартов в части ЭМС в большей степени зависят от схемы генератора, чем от катушек передатчика и приемника. Помимо широкого ассортимента самой разнообразной продукции, компания Würth Elektronik предлагает удобные в применении, полностью собранные катушки с наивысшими значениями добротности Q, которые благодаря высоким значениям индуктивности



Рис. 15. Пример конструкции передатчика/приемника, схема которого приведена на рис. 14, с катушками 760308104119, выполненными на одном основании

позволяют использовать малогабаритные конденсаторы.

На катушки намотан высокочастотный специальный многожильный провод, каждая жила которого покрыта изолирующим лаком — литцендратом (от нем. Litzen — пряди, и Draht — провод). Этот провод создан именно для изготовления высокодобротных катушек индуктивности. Данное конструктивное решение позволяет катушкам компании Würth Elektronik работать на большой мощности с низкими потерями на токах частоты преобразования. В сочетании с высококачественными ферритовыми материалами, имеющими высокую магнитную проницаемость, обеспечивается не только максимальная эффективность, но и наилучшие показатели электромагнитной совместимости, уже как свойство конечного продукта.

В двух частях настоящей статьи показаны принцип и общее решение устройств беспроводной передачи энергии большой мощности, работающих в условиях индустриальной среды, представлены варианты возможных технических решений, даны рекомендации, приведено перспективное практическое решение. Далее будут рассмотрены аспекты, связанные с электромагнитными помехами (ЭМП), и вытекающие из этого вопросы соответствия представленных устройств требованиям по электромагнитной совместимости. Данная публикация, несомненно, окажется полезной разработчикам систем беспроводной передачи энергии, причем не только однонаправленных, типа зарядных устройств, но и двунаправленных, когда приемник и передатчик энергии могут меняться местами. 🕳

ЛИТЕРАТУРА

1. Nadler A., Som C. ANP032e — High Power Wireless Power Transfer for the Industrial Environment. Würth Elektronik eiSos GmbH. www. we-online.com/web/en/electronic_components/ produkte_pb/application_notes/anp032.php 2. Бейлис А.-М. Безопасное использование DC/DC-преобразователей: требования третьей редакции стандарта IEC 60601-1 // Компоненты и технологии. 2015. № 11.

3. Рентюк В., Филатов В. Источники питания с высоким пробивным напряжением по изоляции. Безопасность превыше всего // Компоненты и технологии. 2016. № 3.

 Рагху Н. Выбор катушек для беспроводных зарядных устройств // Компоненты и технологии. 2015. № 9.

5. Ли П. Результаты тестирования изоляции DC/DC-преобразователей питания драйверов затвора на ее устойчивость к частичным разрядам // Компоненты и технологии. 2016. № 7.

6. www.katalog.we-online.de/en/pm

 Рентюк В. Что нужно знать об испытаниях на выполнение требований по ЭМС для изделий коммерческого назначения // Компоненты и технологии. 2017. № 7.

8. Рентюк В. Решение проблемы магнитного экранирования на примере материалов компании Würth Elektronik // Компоненты и технологии. 2015. № 8.

БЕСПРОВОДНАЯ ПЕРЕДАЧА ЭНЕРГИИ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ ДЛЯ УСТРОЙСТВ, РАБОТАЮЩИХ В УСЛОВИЯХ ИНДУСТРИАЛЬНОЙ СРЕДЫ. ЧАСТЬ 2

АНДРЕАС НАДЛЕР, КЕМ СОМ (WÜRTH ELEKTRONIK EISOS GMBH & CO. KG) Перевод, дополнения и комментарии: ВЛАДИМИР РЕНТЮК

В предыдущей публикации были рассмотрены принципы беспроводной передачи энергии и базовое схемотехническое решение. Во второй части внимание будет сосредоточено на проблемах, связанных с электромагнитными помехами (ЭМП), и вытекающими из этого вопросами соответствия устройств беспроводной передачи энергии большой мощности, работающих в условиях индустриальной среды, требованиям по электромагнитной совместимости (ЭМС). Авторский перевод статьи выполнен на основе оригинальной публикации [1].

Поскольку энергия питания передаётся одновременно с функционированием приложений в режиме передачи данных по беспроводной сети, то соблюдение допустимых уровней ЭМС требует внимательности и ответственного отношения. Проблема в том, что катушки передатчика и приёмника ведут себя, как трансформатор с малым коэффициентом связи и очень большим воздушным зазором. Это приводит к достаточно большому уровню электромагнитного поля вблизи катушек. Измерения в части выполнения требований по ЭМС показали, что широкополосные помехи могут возникать в спектре основной волны вплоть до частот порядка 80 МГц. Если уровень помех измеряется ниже установленного предела с хорошим запасом, то можно предположить, что требования по напряжённости поля радиопомех также будут соблюдаться. В общем, при разработке устройств беспроводной передачи мощности выполнение требований стандарта EN55022 для класса В может представлять собой проблему, сложность решения которой нельзя недооценивать. Пример результата измерения уровня кондуктивных ЭМП приведён на рисунке 1.



Рис. 1. Результат измерения спектра кондуктивных электромагнитных помех в диапазоне частот от 9 кГц до 30 МГц (предел по классу В) Магнитное поле H (dl/dt) может создать индуктивную связь и, следовательно, навести ток помехи на соседние проводящие дорожки. Обычно для борьбы с этим явлением полезно максимально разнести такие цепи или использовать ферритовые гибкие материалы, например WE-FSFS [4] (подробно об этом материале и вопросах применения магнитного экранирования, в том числе и для беспроводных зарядных устройств, написано в [5]).

В отличие от магнитного электрическое поле E (dV/dt) имеет емкостную связь с «землёй». Это можно наблюдать при измерении напряжения помех или напряжённости поля. Вот почему такие источники синфазных помех необходимо подавлять как в низкочастотном (килогерцевом), так в более высокочастотном (мегагерцевом) диапазоне.

Поскольку в рассматриваемых приложениях беспроводной передачи энергии именно электрическое поле Е (а точнее, поле рассеяния) является основной причиной проблем ЭМС, то рекомендуется принять следующие меры:

 для уменьшения вихревых токов под катушкой, особенно если это передатчик, должна быть установлена и ориентирована по направлению к ней перфорированная металлическая пластина. Это может быть, например, медная фольга на печатной плате, подключённая через конденсатор (например, типа WE-CSMH ёмкостью 1–100 нФ, рассчитанный на рабочее напряжение 2000 В)

к заземлению или корпусу схемы. Он накоротко замкнёт большую часть электрического поля на источник, и оно уже не будет распространяться через землю (общий провод);

- защитить катушки передатчика и приёмника и их цепи возбуждения и приёма энергии хорошо экранирующим металлическим и/или поглощающим материалом WE-FAS, WE-FSFS [5];
- если это допускают уровни токов утечки (они нормируются стандартами по электробезопасности, в частности в медицинском оборудовании [2]), то снизить уровни помех в широком частотном спектре помогут Y-конденсаторы максимальной ёмкостью 2×4,7 нФ, например серии WE-CSSA;
- для фильтрации источников синфазных помех в низкочастотном диапазоне 0,05...5,0 МГц, в зависимости от рабочего напряжения и тока, могут использоваться синфазные дроссели с компенсацией тока из следующих серий: WE-CMB, WE-CMBNC, WE-UCF, WE-SL или WE-FC;
- для фильтрации синфазных помех в более высокочастотном диапазоне 5...100 МГц, в зависимости от рабочего напряжения и тока, могут применяться синфазные дроссели с компенсацией тока из следующих серий: WE-CMB NiZn, WE-CMBNC, WE-SL5HC или WE-SCC;
- подавить дифференциальные ЭМП в зависимости от рабочего напряжения помогут подключённые между обеими линейными шинами и нейтралью X-конденсаторы из следующих серий: WE-FTXX или WE-CSGP;
- поскольку во всей цепи, в зависимости от приложения, протекает очень большой переменный ток, то для соответствия устройства требованиям по ЭМС важно иметь компактную печатную плату с малой собственной индуктивностью проводников. Компоненты силовой цепи и колебательного контура должны быть расположены максимально близко друг к другу и подключаться проводниками с малой собственной индуктивностью. Для этого необходимо оптимально использовать «заливку» свободных областей с применением обычных полигонов.

Пример решения по выполнению требований ЭМС с использованием X- и Y-конденсаторов приведён на рисунке 2, а пример конструктивного решения, когда ввиду специфики устройства нельзя использовать Y-конденсатор с подключением на «землю», скажем





Рис. 2. Предлагаемое общее решение по снижению уровня синфазных и дифференциальных помех

Рис. 3. Пример решения, когда из-за ограничения по току утечки или ввиду специфики устройства нельзя использовать Y-конденсатор

в медицинских устройствах, носимой аппаратуре и оборудовании для работы в потенциально взрывоопасной среде, показан на рисунке 3.

Как правило, во время проведения ОКР необходимо измерять уровни ЭМП на всех этапах проектирования, начиная с прототипа. Для этого рекомендуется заключить договор и поручить выполнять измерения компетентной лаборатории, профессионально занимающейся вопросами ЭМС. Внесение изменений в массовом производстве всегда связано с более высокими материальными затратами [3].

Кроме того, следует учитывать, что требования национальных стандартов могут отличаться, поэтому если конечный продукт будет продаваться в разных странах, то для ускорения процесса разработки и вывода изделия на рынок необходимо заранее учитывать регламенты стандартов и допустимые полосы частот для каждой страны.

ПЕРЕДАЮЩИЕ И ПРИЁМНЫЕ КАТУШКИ: ОСОБЕННОСТИ ВЫБОРА

Для того чтобы найти подходящую беспроводную катушку для системы беспроводной передачи энергии, необходимо обратить внимание на следующие вопросы:

- насколько высок ожидаемый максимальный ток в катушке (реактивный и номинальный ток);
- каковы максимально допустимые размеры корпуса устройства (длина, высота и ширина).

Во избежание нежелательного насыщения или перегрева у катушек всегда должен быть запланирован некий запас, обычно на уровне 30% от расчётного номинального рабочего тока. Если можно использовать несколько вариантов катушек, предпочтение следует отдавать тем катушкам, которые имеют наивысшую индуктивность, поскольку в этом случае конденсатор колебательного контура может быть меньше. Кроме того, такой подход сокращает уровень реактивных токов, возникающих в колебательном контуре. Меньшие токи в контуре приводят к снижению самонагрева и улучшению свойств в части ЭМС.

Максимальный ток в колебательном контуре равен:

 $I_{max} = \pi \times U_{in} \times \sqrt{\frac{C}{L}},$

где *U_{in}* – напряжение на контуре.

Лучший коэффициент связи достигается тогда, когда катушки передатчика и приёмника имеют одинаковые геометрические размеры, поэтому здесь рекомендуются катушки с соотношением размеров 1:1. Компоненты семейства WE-WPCC, например 760308102142 (53×53 мм), 760308100143 (Ø50 мм), 760308100110 (Ø50 мм), были специально разработаны для устройств высокой мощности. Эти катушки могут использоваться в качестве передатчиков и приёмников. Они характеризуются весьма низкими значениями сопротивления по постоянному току R_{dc}, очень высокими значениями добротности Q и очень высокими токами насыщения I_в.

КОНДЕНСАТОР КОЛЕБАТЕЛЬНОГО КОНТУРА: ОСОБЕННОСТИ ВЫБОРА

Поскольку в параллельном колебательном контуре, как известно из теории, циркулируют большие токи, то при выборе типа используемых в нём конденсаторов подходит далеко не любая технология. В зависимости от приложения пригодны только три типа конденсаторов: МКР (например, WEFTXX и WE-FTBP), с диэлектриком NPO (в частности, WE-CSGP) или FKP. В связи с низким уровнем собственных потерь данные типы конденсаторов способны выдерживать высокие переменные токи без перегрева. Однако в зависимости от мощности резонансного преобразователя, для того чтобы уменьшить нагрев, применяют разделение токов, которое достигается параллельным включением нескольких конденсаторов. Здесь следует тшательно следить за тем, чтобы ни один из конденсаторов не нагревался до температуры, превышающей +85°С. Именно по этой причине конденсаторы с более высокими потерями (особенно следует оценивать уровень диэлектрических потерь) X7R, X5R, MKS и т.д. не подходят для колебательных контуров в резонансных преобразователях. Принимая во внимание размер корпуса, общие затраты и минимально возможный реактивный ток в резонансном контуре, необходимо выбрать максимально низкую ёмкость конденсатора. Предельными факторами здесь являются максимальная рабочая частота преобразователя, индуктивность катушки передатчика и приёмника. Номинальное рабочее напряжение конденсатора должно быть не менее $\pi \times V_{in}$ плюс дополнительный запас 20%. Также следует учитывать, что максимально допустимое среднеквадратичное напряжение переменного тока V АС_{гтт} для конденсаторов типа МКР заметно падает на частотах выше 5 кГц.

Коэффициент потерь конденсатора в процентах определяется как: $DF = 2\pi \times f \times \text{ESR}_{cap} \times C \times 100\%.$

ИНДУКТИВНОСТИ ФИЛЬТРА: ОСОБЕННОСТИ ВЫБОРА

Колебательный контур с переменным током отделяют от источника питания две катушки индуктивности (дроссели). Через них подаётся напряжение от источника питания постоянного тока, при этом они играют роль фильтрующих элементов. Дроссели следует выбирать, исходя из максимально возможного номинального тока конкретной схемы. Здесь должен использоваться классический силовой дроссель с воздушным зазором и высокой добротностью, например WE-HCI, WE-PD, WE-LHMI. Его номинальная индуктивность должна быть как минимум в 5 раз выше индуктивности катушки колебательного контура. Это требуется для того, чтобы доставить в колебательный контур достаточную энергию. Если пульсация входного (для передатчика) или выходного (для приёмника) напряжения всё ещё слишком высока, то номинальные значения индуктивности дросселя или ёмкость конденсатора фильтра могут быть увеличены. В качестве альтернативы, для достижения низких уровней пульсаций, можно уменьшить ESR фильтрующих компонентов. Кроме того, более эффективными здесь будут SMD-дроссели (WE-HCF или WE-HCI), преимущество которых заключается в том, что они имеют меньшие потери на больших токах (как постоянных, так и переменных). Поскольку эти дроссели должны постоянно подавать большой переменный ток в колебательный контур, их нагрев происходит из-за наличия гистерезиса и потерь из-за вихревых токов в материале сердечника. Требуемый уровень индуктивности дросселя напрямую связан с ёмкостью фильтрующего конденсатора.

Добротность дросселя Q определяется как: $Q_L = X_L/R_{dk}$.

К ВОПРОСУ ВЫБОРА МОП-ТРАНЗИСТОРОВ

Выбор подходящего N-канального МОП-транзистора в основном зависит от уровня напряжения питания. Если это лишь 5 В, то для надёжного управления может, например, использоваться транзистор с логическими уровнями управления по затвору. Поскольку большинство мощных МОПтранзисторов имеют максимально допустимое напряжение затвор/исток ±20 В, то при использовании напряжения питания выше 20 В необходимо принять меры для защиты затвора. Это может быть, скажем, стабилитрон, включённый с затвора на общий провод, или ёмкостный делитель напряжения, который удержит напряжение затвора в оптимальном диапазоне. Следует также обратить внимание на то, чтобы напряжение на затворе не было слишком низким, поскольку в таком случае МОП-транзистор резонансного преобразователя может оказаться в режиме линейного усилителя, в результате чего схема перестанет функционировать.

Такой режим, когда транзистор окажется в активной области своей вольтамперной характеристики (ВАХ), как правило, приводит к перегреву одного из двух МОП-транзисторов. Кроме того, необходимо соблюдать осторожность, чтобы предотвратить превышение напряжения с учётом увеличения напряжения на множитель π. Так, при напряжении питания 20 В МОП-транзисторы должны выдерживать напряжение исток/ сток не менее 63 В. В этом случае следует использовать 100-вольтные транзисторы. Эффективность (КПД) схемы в значительной степени зависит от того, насколько высоки сопротивление канала транзисторов в открытом состоянии R_{ds on} и требования по заряду затвора (имеется в виду общий заряд затвора) выбранных МОП-транзисторов. Здесь нужно найти компромисс, поскольку МОП-транзисторы с низким R_{ds,on} обычно имеют более высокую ёмкость затвора и, следовательно, требуется высокий общий заряд затвора.

Ток заряда/разряда по затвору МОПтранзистора: $I_{gate} = C_{gate} \times (\Delta V_{gate}/\Delta t_{sw})$, где C_{gate} — ёмкость затвора транзистора; ΔV_{gate} — управляющее напряжение на затворе; Δt_{sw} — длительность импульса.

При этом коммутационные потери равны: $P_{v} = l_{d}^{2} \times R_{ds,on}$, где l_{d} — ток стока.

ДИОДЫ И СХЕМА ПОДТЯЖКИ

Поскольку МОП-транзисторы необходимо переключать относительно быстро, то в результате появляются связанные с быстрым переключением токи на уровне ампер как следствие заряда и разряда ёмкости затвора. Такие зарядно-разрядные токи должны поступать через резисторы подтяжки и диоды. Возникающие при этом потери не столь уж малы. Вот почему необходимо принять меры по оптимизации максимально допустимых потерь мощности (P_v), при этом учитывать и токовую нагрузку компонентов в цепи управления затвором. Аналогично защитные диоды транзисторов должны иметь такое же максимально допустимое обратное напряжение, как и МОП-транзисторы. В качестве альтернативы классическим диодам или диодам Шоттки можно использовать диоды. которые имеются в корпусах МОП-
транзисторов. В зависимости от типа они способны выдерживать большие нагрузки, сохранять свои характеристики при более высокой температуре, чем та, что обычно указана в спецификации на транзистор. Не следует недооценивать и потери обратного восстановления, их тоже надо учитывать.

Потери мощности в цепи управления затвором: $P_V = (U_{diode} \times I) + (I^2 \times R_{pull-up})$, где U_{diode} — падение напряжения на диоде; $R_{pull-up}$ — номинальное сопротивление резистора подтяжки.

ВХОДНОЙ И ВЫХОДНОЙ КОНДЕНСАТОРЫ: ОСОБЕННОСТИ ВЫБОРА

Входные и выходные конденсаторы в сочетании с дросселями служат в основном как элементы входного и выходного фильтров. Поскольку резонансные частоты в системе беспроводной передачи энергии находятся ниже 200 кГц, то конденсаторы должны быть рассчитаны на более высокие рабочие частоты. Проведённые испытания показали, что значения их номинальных ёмкостей в зависимости от конкретных решений системы и индуктивности дросселей могут находиться в диапазоне 10-1000 мкФ. Частота среза по уровню –6 дБ такого LC-фильтра должна составлять около 1/10 от частоты колебательного контура системы. При этом её ослабление теоретически ожидается с коэффициентом 40 дБ/декада. Принимая во внимание неидеальность реальных компонентов фильтра, на практике следует ожидать уровень затухания 30 дБ/декада. В зависимости от используемого типа дросселя на текущий через него постоянный ток может быть наложен значительный компонент переменного тока. Если этот ток слишком высок, то для работы на больших токах пульсаций вместо обычного алюминиевого электролитического конденсатора лучше использовать полимерный электролитический конденсатор, выдерживающий большие токи переменной составляющей. Полимерные и керамические конденсаторы с присущим им низким ESR также обеспечивают возможность значительного уменьшения амплитуды пульсации отражённого напряжения. Меньшая пульсация напряжения означает, что при измерении помех, влияющих на ЭМС, их уровень будет ниже. Наилучший результат достигается при использовании параллельного соединения алюминиевых электролитических конденсаторов и полимерных или керамических конденсаторов, например WCAP-PTHR или WCAP-PSLC.

Частота среза входного/выходного фильтра:

$$f_{-6dB} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{LC}} ,$$

где *L* – индуктивность дросселя фильтра; *C* – ёмкость конденсатора или суммарная ёмкость всех конденсаторов фильтра.

Падение напряжения (напряжение пульсаций) на конденсаторе фильтра: $U_{ripple} = \text{ESR} \times I_{AC}$, где ESR – эквивалентное сопротивление конденсатора или суммарное эквивалентное сопротивление всех конденсаторов фильтра; I_{AC} – переменная составляющая тока.

ВОЗМОЖНЫЕ ПРОБЛЕМЫ, КОТОРЫЕ НЕОБХОДИМО УЧИТЫВАТЬ ПРИ РАЗРАБОТКЕ РЕЗОНАНСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

На практике, если вы остановили выбор на предлагаемой топологии схемы, основа которой, несомненно, это удобный для использования генератор Ройера, потребуется рассмотреть два момента, связанных с тем, чтобы исключить защёлкивание МОП-транзисторов.

1. Требования к источнику питания передатчика в момент включения системы беспроводной передачи мощности

Если источник питания не в состоянии обеспечить достаточный пусковой ток во время переходного процесса при включении, произойдёт просадка напряжения, и может случиться так, что один из двух МОП-транзисторов начнёт зависать в режиме линейного усиления, а через напряжение питания постоянно закорачиваться на «землю», что способно привести к перегреву МОПтранзистора и, как следствие, его выходу из строя. Следует также обратить внимание на то, чтобы конденсатор входного фильтра не имел чрезмерного номинала, поскольку это может ещё больше усугубить эффект защёлкивания, ведь блок питания, кроме пускового тока для генератора, должен будет зарядить и этот конденсатор.

На практике подобного негативного эффекта удаётся избежать, подключив конденсаторы и резонансный контур к рабочему напряжению ещё до остальной части схемы. Затем затворы МОПтранзисторов можно переключать с помощью оптопар или транзисторов. Затворами также управляют и через отдельный источник питающего напряжения, например уже упомянутый модуль серии Magl³C, его включение от основного источника питания выполняется с некоторой задержкой.

2. Импеданс, отражённый от приёмника к передатчику

С учётом больших скачков нагрузки на стороне приёмника и вполне реаль-

ных внезапных изменений коэффициентов связи катушек может случиться так, что частично отражённый импеданс накоротко замыкает индуктивность намагничивания со стороны передатчика. Это, в свою очередь, приводит к срыву колебаний, а схема «защёлкивается».

Коэффициент связи можно определить как:

$$k = \frac{U_{sec}}{\pi \times U} \times \frac{N_{pri}}{N_{sec}} = \frac{M}{\sqrt{L_{pri} \times L_{sec}}},$$

где U_{sec} – напряжение на вторичной обмотке; U_{pri} – напряжение на первичной обмотке; N_{pri} – число витков первичной обмотки; N_{sec} – число витков вторичной обмотки; L_{pri} – индуктивность первичной обмотки; L_{sec} – индуктивность вторичной обмотки.

М – коэффициент взаимоиндукции определяется как:

$$M = k \times \sqrt{L_{pri} \times L_{sec}}$$

Для противодействия этому негативному эффекту полезно слегка отстроить частоту резонансного контура приёмника при помощи подключения дополнительного параллельного конденсатора так, чтобы резонансная частота самого контура приёмника была на 10-20% выше частоты контура передатчика. Альтернативно, параллельно катушке передатчика, может быть подсоединена дополнительная индуктивность (дроссель), причём так, чтобы не возникло магнитной связи с каналом передачи энергии. Эта параллельная индуктивность должна быть равна или меньше индуктивности намагничивания катушки передатчика. Дроссель сохраняет энергию во время ZVS-процесса и помогает поддерживать колебания в случае неблагоприятных переходных процессов, связанных с изменением нагрузки.

Отражённый импеданс с параллельной компенсацией:

$$Z_{re} = \frac{\left(2\pi \times f\right)^2 \times M^2}{L_{sec}} \times \left(\frac{R_{load}}{2\pi \times f \times L_{sec}} - j\right),$$

где *f* – частота; *R*_{load} – сопротивление нагрузки.

Резонансный конденсаторный приёмник:

$$C_{sec} = \frac{1}{L_{sec} \times \sqrt{1 - k^2} \times (2\pi \times f)^2}.$$

Дополнительная компенсирующая ёмкость приёмника:

$$C_{comp} = \frac{1}{\left(2\pi \times f\right)^2 \times L_{pri} \times \sqrt{1 - k^2}}$$

На первом этапе, ещё при создании прототипа, важно насколько это возмож-



Рис. 4. Внешний вид и зависимость относительной магнитной проницаемости гибкого ферритового материала типа WE-FSFS



Рис. 5. Резонансный преобразователь для катушек со средним отводом, который можно использовать на стороне передатчика и на стороне приёмника

но проверить все ситуации, связанные с изменением нагрузки, что критично для обеспечения надёжной конструкции с надлежащей функциональностью.

ОПТИМИЗАЦИЯ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ КАТУШЕК WPT

Если катушки WPT закреплены на металле, то в этом случае могут возникать индуктивные потери из-за индуцированных вихревых токов, вызванных магнитным полем рассеяния. Кроме того, металл, например медь на печатных платах, способен нагреваться. Мощные магнитные поля рассеяния также могут оказывать непреднамеренное влияние на электронные компоненты схемы. Этот эффект будет увеличиваться при разносе катушек WPT.

Меры предупреждения предполагают максимальное удаление излучающей катушки от элементов печатной платы и металлических частей катушек, а также использование гибких ферритовых материалов с высокой магнитной проницаемостью, таких как WE-FSFS [4] (код заказа 374006), что позволит сфокусировать магнитный поток в заданном направлении и не превращать его в ненужное тепло. Для рассматриваемого материала на рисунке 4 приведены графики поведения действительной и реактивной составляющих относительной магнитной проницаемости. Здесь µ' – это действительная часть, µ" – реактивная, или мнимая, часть, описывающая зависящие от частоты потери либо, как их называют, потери на гистерезис. Данные потери приводят к разогреву материала и ухудшению его магнитных свойств, более подробно об этом написано в [5].

ПРИМЕР РЕШЕНИЯ

Примеры решений, которые рассматривались в рамках настоящей статьи, приведены в [1]. На рисунке 5 представлен пример обратимой схемы, которая может использоваться как передатчик и приёмник для беспроводных систем передачи энергии мощностью 100 Вт.

Внимание! В схеме присутствуют напряжения, опасные для прикосновения человека.

Преимущество схемы (см. рис. 5) состоит в том, что здесь требуется только одна катушка фильтра. Центральный отвод увеличивает частоту колебаний в 2 раза, а уровень пульсаций входного/выходного напряжения становится меньше. Это позволяет использовать менее габаритные дроссели в фильтрах. Кроме того, благодаря наличию двух перекрывающихся катушек снижаются требования по точности сопряжения катушек передающей и приёмной стороны. Дополнительное напряжение 8...10 В можно получить из основного рабочего напряжения посредством маломощного линейного стабилизатора или стабилизатора компании Würth Elektronik (код заказа 171012401). Транзисторы МЗ и М4, выполняющие роль диодов, могут быть заменены быстрыми одноамперными диодами Шоттки с номинальным обратным напряжением 100 В.

Если для запитки подтягивающих резисторов применить более низкое напряжение от вспомогательного источника, то удаётся сократить потери мощности. В качестве конденсаторов С5 и С6 могут быть использованы конденсаторы номинальной емкостью 1 нФ, рассчитанные на рабочее напряжение 50 В, с ТКЕ NP0. Они необходимы для формирования крутых фронтов при переключении транзисторов М1 и М2. Конструктивное исполнение данной схемы приведено на рисунке 6.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенный вниманию читателей резонансный преобразователь представляет собой очень гибкое решение, которое легко адаптируется к условиям работы самых разнообразных приложений. Он может обеспечить наиболее эффективную беспроводную передачу энергии до нескольких сотен ватт. Если для конкретного приложения необходимо ужесточить требования по без-

опасности (в частности, отсутствие электрической искры при включении/ выключении, обнаружение состояния передачи энергии, например при заряде аккумуляторной батареи и т.д.), то предпочтительным окажется именно представленный вариант. Предложенное в настоящей статье схемотехническое решение может стать основой и легко адаптироваться к специфике проектируемого оборудования. Вместо топологии резонансного преобразователя основой может служить и классическая мостовая схема с активным регулированием. В любом случае измерения на соответствие требованиям стандартов по ЭМС должны выполняться уже на первых прототипах и на самой ранней стадии разработки.

Высокая эффективность, малые габариты и выполнение требований стандартов в части ЭМС в большей степени зависят от схемы генератора, чем от катушек передатчика и приёмника. Помимо широкого ассортимента самой разнообразной продукции, компания Würth Elektronik предлагает удобные в применении, полностью собранные катушки с наивысшими значениями добротности Q, которые благодаря высоким значениям индуктивности позволяют использовать малогабаритные конденсаторы.

На катушки намотан высокочастотный специальный многожильный провод, каждая жила которого покрыта изолирующим лаком – литцендратом (от нем. Litzen – пряди и Draht – провод). Этот провод создан именно для изготовления высокодобротных катушек индуктивности. Данное конструктивное решение позволяет катушкам компании Würth Elektronik работать на большой мощности с низкими потерями на токах частоты преобразования. В сочетании с высококачественными ферритовыми



Рис. 6. Пример конструкции передатчика/приёмника, схема которого приведена на рисунке 5 (скатушками 760308104119, выполненными на одном основании)

материалами, имеющими высокую магнитную проницаемость, обеспечивается не только максимальная эффективность, но и наилучшие показатели электромагнитной совместимости уже как свойство конечного продукта.

Подводя итоги, в настоящей статье показаны принцип и общее решение устройств беспроводной передачи энергии большой мощности, работающих в условиях индустриальной среды, представлены варианты возможных технических решений, даны рекомендации, приведено перспективное практическое решение.

ЛИТЕРАТУРА

1. Nadler A., Som C. ANP032e – High Power Wireless Power Transfer for the Industrial Environment. 2016-08-09, Würth Elektronik eiSos GmbH. www.we-online.com/web/en/electronic_ components/produkte_pb/application_notes/ anp032.php.

2. Бейлис А.М. Безопасное использование DC/DC-преобразователей: требования третьей редакции стандарта IEC 60601-1. Компоненты и технологии. 2015. № 11.

3. Рентюк В. Что нужно знать об испытаниях по выполнению требований по ЭМС для изделий коммерческого назначения. Компоненты и технологии. 2017. № 7. www.katalog.we-online.de/en/pbs/WE-FSFS.

4. Рентюк В. Решением проблемы магнитного экранирования на примере материалов компании Würth Elektronik. Компоненты и технологии. 2015. № 8.

АНАЛИЗ, ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ КОМБИНИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ НА ОСНОВЕ NFC о

КРИСТИАН МЕРЦ (CHRISTIAN MERZ), КЕМ СОМ (CEM SOM). Перевод: ВЛАДИМИР РЕНТЮК

Компания Würth Elektronik eiSos (далее — Würth Elektronik) разработала устройство, в котором сочетается беспроводная передача энергии (WPT) и система беспроводной связи на основе ближнего поля (NFC). В статье представлена общая настройка системы WPT и NFC. Составные части системы анализируются путем моделирования, а результаты подтверждаются натурными измерениями. Рассмотрена конструкция резонансного контура и выбор силовых компонентов для достижения высокого КПД. Представлена методология согласования минимального коэффициента отражения и импеданса катушки NFC с контроллером. Также в статье приведены некоторые типичные применения и преимущества системы по сравнению с традиционной системой NFC.

введение

Рынок устройств с технологией NFC (Near field communication, NFC — «коммуникация ближнего поля», «ближняя бесконтактная связь») экспоненциально растет, и ожидается, что к 2024 году он достигнет \$47 млрд [4]. В настоящее время уже имеется более 2 млрд мобильных устройств с технологией NFC и около 2,1 млрд человек во всем мире пользуются услугами мобильных платежей на основе этой удобной бесконтактной технологии связи.

NFC — это технология радиочастотной беспроводной связи с малым радиусом действия с невысокой пропускной способностью, которая обеспечивает стандартизованную связь между двумя устройствами, такими как смартфоны, смарт-карты, наклейки или бирки. В технологии NFC используется та же несущая частота, что и в метках радиочастотной идентификации (radio frequency identification, RFID), а именно 13,56 МГц. Хотя RFID может принимать и передавать данные на расстояние до нескольких метров, технология NFC для безопасности передачи данных ограничивается очень близкой дистанцией до 10 см. Скорость передачи данных NFC составляет 106-848 кбит/с. Кроме того, технология NFC всегда включает «инициатор», такой как устройство для чтения банковских карт, и «цель», например, кредитную карту. При этом инициатор активно генерирует ВЧ-поле, которое питает цель [2].

В устройствах, использующих технологию NFC, имеется три различных режима связи. Первые два — это режим чтения/записи и режим эмуляции карты, в которых предусмотрены схемы пассивной связи, где пассивная цель использует ВЧ-поле, генерируемое инициатором. Режим чтения/записи позволяет читать информацию, хранящуюся на NFCметках или смарт-картах. Режим эмуляции карты предоставляет возможность мобильному устройству с поддержкой NFC функционировать как бесконтактная смарт-карта (например, кредитная карта, карта доступа или электронный транспортный билет). В статье описывается пассивный режим чтения/записи и режим эмуляции карты [3].

Третий режим, одноранговый, может применяться как с активной, так и с пассивной схемой связи. При активном взаимодействии инициатор и цель генерируют собственное поле. Одноранговый режим используется для обмена информацией, такой как данные «визитной» карточки, между двумя мобильными NFC-устройствами, например в смартфонах.

В современных системах с NFC максимальная скорость передачи данных составляет 848 кбит/с. Поскольку мощность радиочастотного поля ограничена 1 Вт, то NFC в основном используется для целей связи. И наоборот, системы беспроводной передачи мощности (wireless power transfer, WPT) могут обеспечивать мощность в диапазоне сотен ватт или более, но при низких скоростях внутриполосной передачи данных до нескольких сотен байт/с.

Теперь мы, команда инженеров-разработчиков компании Würth Elektronik, объединили преимущества высокой скорости передачи данных NFC-связи и высокой мощности передачи до 100 Вт в одном небольшом и экономичном комбинированном устройстве WPT/NFC, что позволило создать эффективное решение для коммерческих и финансовых транзакций и управления операционными процессами промышленных предприятий.

СИСТЕМА НА ОСНОВЕ КОМБИНАЦИИ WPT/NFC

Организация системы WPT/NFC

В ходе проекта была создана следующая концепция построения система WPT/NFC. Для части WPT для беспроводной передачи энергии использовался отладочный комплект Power Transfer Development Kit 760308EMP мощностью 200 Вт собственной разработки компании Würth Elektronik, он подробно описан в [5]. Коммуникационная часть системы была выполнена с помощью комплекта разработки NFC OM27462CDK компании NXP, который описан в [6].

На рис. 1 представлена упрощенная блок-схема системы WPT/NFC. В качестве пассивных целей применялись образцы



Рис. 1. Упрощенная блок-схема WPT/NFC-системы

NFC-карт, которые входят в комплект разработчика NFC. Карты, используемые на этом этапе разработки, изначально представляют собой теги NFC типа 2. В режиме чтения/записи они обеспечивают скорость передачи данных 106 кбит/с. Также имелась карта MifareDESFire EV1, которая обеспечивает максимальную скорость передачи данных 848 кбит/с и работает в режиме эмуляции карты [8].

В настоящее время компания Würth Elektronik предлагает четыре различные катушки WPT/NFC, одну в качестве передатчика и три в качестве приемника, как это показано в таблице 1.

В таблице 1 L₁ и Q₁ — это индуктивность и добротность части катушек с WPT, измеренная на частоте 125 кГц, а L₂ и Q₂ — индуктивность и добротность части катушек с NFC, измеренная на частоте 13,56 МГц. Катушка D исполь-



Рис. 2. Катушка типа D системы WPT/NFC, предлагаемая компанией Würth Elektronik

зовалась в комбинированной системе WPT/NFC и показана на рис. 2.

Часть NFC-катушки D используется на стороне инициатора, а часть WPT на сторонах передатчика и приемника. Характеристики фильтра и согласующей схемы инициатора, резонансные контуры приемника и передатчика были определены путем расчета, моделирования и уточнены по результатам измерения прототипа.

Согласование импеданса катушки NFC с ИС NFC

Согласование импеданса — это очень важная процедура при проектировании радиочастотных схем, обеспечивающая максимально возможную передачу энергии от источника к его нагрузке и минимизирующая отражения сигнала обратно к источнику.

В комбинированной WPT/NFC-системе согласование импеданса необходимо для согласования дифференциального выходного импеданса NFC ИС, равного 50 Ом, с импедансом NFC-катушки. С этой целью на выходе NFC ИС используется фильтр. Он решает две задачи: фильтрация гармоник сигнала NFC и решение проблемы электромагнитной совместимости (ЭМС), а также используется для преобразования импеданса. В качестве фильтра электромагнитных помех (ЭМП) рекомендуется фильтр нижних частот (ФНЧ) второго порядка, состоящий

Таблица 1. Комбинированные WPT/NFC-катушки компании Würth Elektronik

Катушка	Номер заказа	Индуктивность L ₁ , мкГн	Индуктивность L ₂ , мкГн	Добротность Q ₁	Добротность Q ₂	Тип
Α	760308103305	8,8	1,4	30	47	Rx
В	760308102306	8	1,4	19	47	Rx
C	760308103307	7,8	1,6	19	47	Rx
D	760308101312	24	0,7	125	30	Тх

из катушки индуктивности и конденсатора. Частота среза такого фильтра должна быть выше, чем частота верхней боковой полосы, определяемая самой высокой скоростью передачи данных в системе, а это, как уже было сказано, 848 кбит/с. Фильтр ЭМП и согласующая схема должны преобразовать импеданс катушки NFC до уровня 50 Ом.

На рис. 3 показана электрическая принципиальная схема фильтра ЭМП и согласующая цепь для режима чтения/записи, включая эквивалентную схему катушки NFC. Контакты Tx1 и Tx2 являются выходными контактами дифференциальной передачи NFC ИМ, a TVSS — контактом заземления.

На схеме рис. 3 L₀ и C₀ — это индуктивность и емкость фильтра ЭМП; C₅ и C_P — это согласующие конденсаторы, которые размещены в виде Г-звена, а R_q — демпфирующий резистор, уменьшающий добротность катушки, что необходимо для подавления переходных процессов. Элементы R_a, L_a и C_a на схеме — эквивалентные сопротивление катушки, индуктивность и ее собственная емкость.

Для решения проблемы согласования импеданса во время проектирования были выполнены следующие шаги:

 Измерение последовательного сопротивления R_s, параллельного сопротивления R_p индуктивности L_a, собственной резонансной частоты f_s катушки NFC и определение значений эквивалентной цепи катушки.

2. Расчет индуктивности и емкости конденсатора фильтра ЭМП.

 Определение компонентов согласующей схемы путем моделирования для режима чтения/записи.

 Адаптация согласования итоговой схемы для режима эмуляции карты.



Рис. 3. Стандартный фильтр ЭМП и согласующая схема для режима чтения/записи [7]



Рис. 4. Последовательная эквивалентная схема катушки [1]

На правой части рис. 4 показана последовательная эквивалентная схема катушки.

На рис. 4 R_p — это эквивалентный параллельный резистор катушки; R_s — внутреннее собственное последовательное сопротивление катушки; L_a — индуктивность катушки; C_a — параллельная эквивалентная емкость на собственной резонансной частоте f_s; R_a — эквивалентный последовательный резистор. Значения R_p, R_s и L_a должны быть измерены на рабочей частоте fop = 13,56 МГц. Необходимо вычислить C_a и R_a. С помощью измерений с использованием векторного анализатора цепей были получены следующие значения элементов эквивалентной схемы:

- f_s = 63 МГц;
- L_a (13,56 МГц) = 0,7 мкГн;
- R_s (13,56 МГц) = 1,7 Ом;
- R_P (13,56 МГц) = 1,9 кОм.

Значение емкости конденсатора С_а можно рассчитать по следующей формуле (1) из [1]:

$$C_a = 1/(2pf_s)2L_a$$
. (1)

Pис. 5. Схема стандартного фильтра ЭМП и согласующей цепи, использованная для моделирования с помощью программы Advanced Design System от компании Keysight Technologies

Подставляя в формулу 1 измеренные и начальные значения, получаем C_a = 9,12 пФ.

Значение R_a, также можно рассчитать с помощью формулы (2) из [1]:

$$R_{a} = R_{s} + (2p \times f_{op} \times L_{a})2/R_{p}$$
. (2)

Подставляя в формулу 2 измеренные и начальные значения, получаем R_a = 3,57 Ом.

Далее частоту среза f_c фильтра ЭМП можно рассчитать с помощью общеизвестной формулы (3):

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}}.$$
 (3)

Принимая во внимание верхнюю боковую полосу для максимальной передачи данных (13,56 МГц + 848 кГц), частота среза определяется равной 14,8 МГц, что, согласно определенному ранее условию, находится выше частоты верхней боковой полосы 14,4 МГц.

Для рассматриваемого случая была выбрана индуктивность фильтра $L_0 = 470$ нГн, что из уравнения (3) приводит к емкости конденсатора фильтра $C_0 = 247$ пФ. В свою очередь емкости конденсаторов C_s и C_p и значение сопротивления демпфирующего резистора R_q были определены путем моделирования с помощью программы Advanced Design System (ADS) от компании Keysight Technologies.

Схема, показанная на рис. 3, была промоделирована. Схема, использованная для моделирования, показана на рис. 5.

Инструмент оптимизации ADS применялся для определения значений C₅, C_P и R_q. Моделирование приводит нас к следующим значениям этих элементов схемы:

- C_s = 12 нФ;
- C_P = 284 πΦ;
- R_a = 11 Ом.

Эти компоненты, идентифицированные путем измерения, расчета и моделирования, были собраны в схему, показанную на рис. 5. Поскольку в моделировании используются идеальные сосредоточенные элементы, а реальные компоненты имеют допуски и потери, значения C₅, C_P и R_q корректируются для улучшения согласования. В результате для режима эмуляции карты, который необходим для скорости передачи данных 848 кбит/с, схема, представленная на рис. 3, была расширена до схемы, показанной на рис. 6.

Номиналы элементов С_{апт} и R_x были выбраны равными 82 пФ и 4,7 кОм, как это рекомендовано в руководстве к комплекту моделирования и проверки решения NFC от компании NXP — UM10883 PN7462AU Quick Start Guide [6].

Определение характеристик резонансных контуров на стороне передатчика и приемника

Для того чтобы оптимизировать эффективность передачи системы беспроводной передачи энергии WPT, конденсаторы резонансных контуров, имеющихся в составе передатчика и приемника, должны быть правильно рассчитаны. Резонансный контур состоит из индуктивности катушки и последовательного конденсатора, то есть мы имеем дело с резонансом токов. Значения резонансных конденсаторов были определены путем измерения и расчета. Чтобы учесть влияние катушки передатчика, измеряется индуктивность катушки приемника L's, когда катушка приемника отделена от катушки передатчика. Измерения проводились на расстоянии 4 мм. Для этого расстояния значение L's, измеренное с помощью LCR, составило 31,2 мкГн на частоте 100 кГц.

Резонансный конденсатор С_в, который должен быть интегрирован на стороне приемника, может быть рассчитан по формуле (4) следующим образом:

$$C_{R} = 1/(2pf_{0})2L'_{s'}$$
 (4)

где f₀ — рабочая частота передачи энергии, равная 100 кГц.

С учетом измеренного значения L's емкость С_в составила 81 нФ.

Индуктивность катушки L_p передатчика измеряется на том же расстоянии между приемником и передатчиком, как указано выше. Измеренное на частоте 100 кГц значение индуктивности L_p для этого расстояния составляет 29,8 мкГн.

Значение емкости конденсатора С_т, который является резонансным конденсатором на стороне передатчика, рассчитывается аналогично по формуле (5):

$$C_{T} = 1/(2pf_{0})2L_{p}$$
. (5)

С учетом измеренного значения $L_{\rm p}$ емкость $C_{\rm T}$ составила 85 нФ.

ПОЛУЧЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Согласование импедансов

Как уже было сказано, для проверки решения использована расширенная согласующая схема (рис. 6), а также смоделированные и измеренные значения элементов. Для улучшения согласования применялось более высокое значение R_q, равное 20 Ом.

Коэффициент отражения на входном порте (между выводами Tx1 и Tx2) был измерен с помощью векторного анализатора цепей VNA. На рис. 7 показан измеренный коэффициент отражения в диапазоне частот 12–15 МГц, представленный в дБ.



Рис. 6. Расширенная схема фильтра ЭМП и соответствующая согласующая схема для режима эмуляции карты для режима чтения/записи в системе WPT/NFC

Видно, что коэффициент отражения на рабочей частоте 13,56 МГц имеет значение около –27 дБ. Это означает, что всего лишь около 0,2% падающей мощности отражается обратно на вход.

Связь и передача энергии

Со стандартным фильтром и согласующим звеном, показанным на рис. 3, и с использованием смоделированных значений согласования и катушки D может быть достигнута связь с NFC-меткой типа 2 со скоростью передачи данных 106 кбит/с на расстоянии до 3 см. Используя расширенный фильтр и схему согласования, представленные на рис. 6, с измененным значением демпфирующего резистора на 20 Ом, можно увеличить скорость передачи данных до 848 кбит/с, хотя разделение обмена данными между инициатором и целью (в ее роли выступала смарт-карта Mifare DESFire EV1) уменьшилось до 4 мм.

Для передачи энергии на стороне передатчика и приемника использовалась часть WPT катушки D. При использовании резонансного емкостного конденсатора C_в = 81 нФ



Рис. 7. Изменение коэффициента отражения расширенного фильтра ЭМП и согласующей схемы в зависимости от частоты

на стороне приемника и С_т = 85 нФ на стороне передатчика, при расстоянии между катушками 4 мм была достигнута эффективность DC/DC-преобразования около 85%. При этом беспроводная передача мощности до 60 Вт была достигнута при стандартных температурных условиях.

Максимальный КПД системы hmax WPT можно рассчитать с помощью формулы (6) из [9]:

$$\eta_{\max} = \frac{k^2 Q^2}{\left(1 + \sqrt{1 + k^2 Q^2}\right)^2} \approx 1 - \frac{2}{kQ} .$$
 (6)

Добротность Q — это совокупный коэффициент добротности системы двух отдельных катушек, который можно рассчитать с помощью формулы (7) из [9]:

$$Q = \sqrt{Q_1 \times Q_2}.$$
 (7)

Для расчета коэффициента связи k катушек использовалось следующее уравнение:

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_p}{L_{leakp}}}.$$
 (8)

L_P в формуле (8) — измеренная индуктивность катушки передатчика при заданном расстоянии между катушками 4 мм; Lleakp — паразитная индуктивность катушки передатчика, которая измеряется путем закорачивания катушки приемника на этом расстоянии и измерения индуктивности катушки передатчика. Используя формулы (6)–(8), можно вычислить максимальную эффективность комбинированных катушек передатчика и приемника, которая приводит к значениям, сведенным в таблицу 2.

Таблица 2 показывает, что максимальная эффективность системы беспроводной передачи энергии WPT составляет 94%, что достигается с катушкой А на стороне приемника и катушкой D на стороне передатчика. Причины потерь WPT-катушек — это омические потери, взаимное влияние из-за близости и скин-эффекты. Кроме того, для оценки общей эффективности системы во внимание должны быть приняты потери в инверторе на стороне передатчика и потери синхронного выпрямителя на стороне приемника.

Таблица 2. Комбинации WPT/NFC-катушек компании Würth Elektronik и максимальные значения эффективности (КПД)

Тх катушка (табл. 1)	Rx катушка (табл. 1)	Коэффициент связи k	Добротность Q	η _{max} , %
D	А	0,56	61	94
D	В	0,52	48	92
D	C	0,33	48	87

выводы

В статье описана основа WPT/NFCсистемы на катушках компании Würth Elektronik. В частности, рассмотрены параметры согласования и схема фильтров для части NFC. При этом показано, что может быть реализована скорость передачи данных 106 кбит/с на расстоянии между инициатором и целью до 3 см и 848 кбит/с на расстоянии до 4 мм. Для части WPT был выполнен расчет резонансных контуров и протестирована сама система беспроводной передачи данных. При этом был достигнут КПД 85% при расстоянии между передатчиком и приемником 4 мм с использованием части WPT катушки D в качестве передатчика и приемника. Для комбинации катушки D в качестве передатчика и катушки А в качестве приемника может быть достигнута максимальная эффективность системы 94%.

Следующим шагом в процессе разработки станет изготовление системы приемника, способной демодулировать поток битов NFC и визуализировать переданное сообщение. NFC-часть катушек А и С будет использоваться в качестве меток. Другая цель — продемонстрировать, что связь и передача энергии могут работать одновременно.

Примером применения такой WPT/ NFC-системы может служить система беспроводной зарядки для мобильных устройств, обеспечивающая платежные услуги. Преимущество подобной WPT/NFC-системы заключается в том, что высокая скорость передачи данных системы NFC может быть достигнута при одновременной беспроводной передаче высокой мощности в одном небольшом и эффективном устройстве.

Дополнительная информация по тематике статьи доступна в [10, 11]. 🕳

ЛИТЕРАТУРА

1. AN11564 PN7120 Antenna Design and Matching Guide, Rev. 1.1. 18 April 2016, 299411. Application note. www.nxp.com/docs/en/ application-note/AN11564.pdf

2. Coskun V., Ok K., Ozdenizci B. Near Field Communication from theory to practice. Wiley, 2012.

3. Desai E., Shajan M. G. A Review on the Operating Modes of Near Field Communication, International Journal of Engineering and Advanced Technology (JJEAT). 2012.

4. The exponential growth of mobile internet application and advancement of 3G and 4G networks is anticipated to drive the market. www.grandviewresearch.com/industry-analysis/ near-field-communication-nfc-market

5. Würth Elektronik eiSos, ANP70c, Proprietary wireless power transfer solution for high performance including data transmission. Application Note, 2018. www.we-online.com/ web/en/electronic_components/produkte_pb/ application_notes/ANP070_Proprietarywireles spowertransfersolution.php

6. UM10883 PN7462 family Quick Start Guide — Development Kit. User manual. Rev. 1.6. 14 May 2018, 319816. www.nxp.com/docs/ en/user-guide/UM10883.pdf

7. Baier T. Automated Impedance Adjustment of 13.56 MHz NFC Reader Antennas. Master Thesis, 2014.

8. NFC Tags & Tag Types. www.electronicsnotes.com/articles/connectivity/nfc-near-fieldcommunication/tags-types.php

9. Bosshard R., Muhlethaler J., Kolar J. W., Stevanovic I. Optimized magnetic design for inductive power transfer coils. Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Long Beach, CA, USA, 2013.

10. Унтеррайтмайер А. Решение компании Würth Elektronik для высокоэффективной беспроводной передачи энергии и данных по одному каналу // Компоненты и технологии. 2019. № 3.

11. Надлер А., Сом К. Беспроводная передача энергии большой мощности для устройств, работающих в условиях индустриальной среды // Компоненты и технологии. 2017. № 7, 8.

ПОТЕРИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В КАТУШКАХ СИСТЕМ о БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ

КРИСТОФ УТЧИК (CHRISTOPH UTSCHICK) КРИСТИАН МЕРЦ (CHRISTIAN MERZ) КЕМ СОМ (CEM SOM) Перевод: ВЛАДИМИР РЕНТЮК

Системы беспроводной передачи энергии (БПЭ), основанные на индукции магнитного поля в ближней зоне, обычно работают в диапазоне частот нескольких сотен килогерц. Хотя большинство имеющихся в продаже передающих катушек изготовлено из высокочастотного гибкого многожильного провода для подавления скин-эффекта и влияния близости соседнего провода, потери мощности в условиях переменного тока оказываются значительно больше, чем потери в условиях постоянного тока. В процессе проектирования системы БПЭ важно знать и уметь оценивать потери мощности и возникающий в результате самонагрев передающих катушек в рабочих условиях. В статье продемонстрирован аналитический расчет потерь мощности и представлена новая установка для измерения самонагрева передающих катушек в условиях переменного тока с большими амплитудами тока. С этой целью полученные данные сравниваются с результатами измерения в режиме малого тока и оценивается частотно-зависимое снижение номинального тока для широкого спектра катушек. Наконец, исследуется то, как выбор геометрии катушки и типа гибкого провода влияет на потери на переменном токе.

введение

В последние годы системы беспроводной передачи энергии (Wireless power transfer, WPT, далее — системы БПЭ) с классами мощности от нескольких милливатт до нескольких киловатт были успешно реализованы во целом ряде приложений в области медицинской, промышленной и бытовой электроники [1-3]. Технология БПЭ уже зарекомендовала себя как зрелая альтернатива традиционной передаче энергии на основе проводимости, с эффективностью (КПД) намного выше 90% [4]. Однако при разработке системы БПЭ, чтобы достичь такого уровня КПД, инженеры сталкиваются с проблемой выбора подходящих передающих и приемных катушек, а при необходимости и конструкции системы их охлаждения. Следовательно, чтобы предотвратить перегрев катушек и задержку выхода конечного устройства на рынок, потери в рабочих условиях должны быть оценены и известны уже на ранней стадии разработки катушек. Хотя большинство производителей катушек обеспечивают измерения только на номинальном токе в условиях постоянного тока, в этой статье мы представляем метод определения характеристик частотно-зависимого снижения номинального тока.

Статья условно разделена на три части. В первой части представлен всесторонний обзор механизмов потерь

переменного тока в катушках БПЭ и рассмотрено влияние на них многожильного провода типа литцендрат. Это специальный многожильный провод, каждая жила которого покрыта изолирующим лаком. Такой провод был разработан довольно давно и применяется для изготовления катушек индуктивности высокой добротности в радиоприемниках, для обмоток электрических машин, аппаратов и приборов переменного тока высокой частоты. Жилы литцендрата могут быть скручены между собой в соответствии с заданным шаблоном и иметь несколько уровней скручивания (группы скрученных жил скручиваются друг с другом и т.д.). Результатом такого скручивания является выравнивание длины каждой жилы, находяшейся во внешней части литцендрата, по всей его длине. Это приводит к более равномерному распределению тока по жилам литцендрата и снижению сопротивления. Катушки индуктивности, выполненные из литцендрата, обладают более высокой добротностью и меньшими потерями на нагрев. Во второй части мы продемонстрируем аналитический расчет потерь для двух примеров стандартных катушек и сравним результаты с результатами измерений в режиме малого тока. В третьей части будет представлена новая установка для измерения потерь мощности в условиях переменного тока и больших

токов на разных частотах. В заключение мы обсудим результаты измерений некоторых передающих катушек для систем БПЭ, предлагаемых компанией Würth Elektronik, и в конце сделаем соответствующие выводы.

ОСНОВНЫЕ МЕХАНИЗМЫ ВОЗНИКНОВЕНИЯ ПОТЕРЬ И ВЛИЯНИЕ НА НИХ

ТИПА МНОГОЖИЛЬНОГО ПРОВОДА

Потери переменного тока в передающей катушке системы БПЭ, состоящей из плоской медной обмотки на магнитопроводе, вызваны омическими потерями в обмотке и магнитными потерями в ферритовом сердечнике. Поскольку в приложениях БПЭ форма тока обычно синусоидальная, то магнитные потери в сердечнике на единицу объема можно рассчитать с помощью уравнения Штейнмеца — иногда ошибочно называют как уравнение Стейнмеца, названо в честь знаменитого немецкого ученого, инженера и педагога Карла Августа Штейнмеца (нем. Carl August Rudolph Steinmetz [17]) [5]:

$$P_{core} = C_m f^{\alpha} B^{\beta}, \qquad (1)$$

где f — частота; B — пиковая амплитуда магнитного поля в сердечнике; C_m, α, β — параметры Штейнмеца. Параметры Штейнмеца для конкретного материала могут быть получены из измерений



Рис. 1. Результаты аналитических расчетов: а) скин-фактор; б) фактор близости для сплошного провода, идеального и реального литцендрата одного того же сечения по меди

потерь, которые обычно предоставляются производителями феррита. Потери мощности ферритов обычно находятся в диапазоне нескольких сотен киловатт на 1 м³ при f = 100 кГц и В = 100 мТл, а типичные значения для частотной и полевой зависимости составляют 1,1 < α < 1,9 и 1,6 < β < 3 [6]. Из-за скин-эффекта¹ омические потери в медной обмотке становятся частотно-зависимыми. В то время как в условиях постоянного тока ток равномерно распределяется по поперечному сечению меди, в условиях переменного тока внутренняя часть проводника защищена от электромагнитных полей и ток перемещается на поверхность. Эффективно используемое медное поперечное сечение проводника уменьшается и, следовательно, $R_{AC} > R_{DC}$. Кроме того, по сравнению с условиями постоянного тока на переменном токе имеет место дополнительный механизм потерь. Он связан с тем, что изменяющееся во времени магнитное поле, создаваемое самой катушкой, проникает через медную обмотку и генерирует вихревые токи. В дальнейшем общие омические потери делятся на потери, которые зависят от величины тока, протекающего через катушку (электрические потери на переменном токе иногда по аналогии с англ. терминологией transport loss называются «транспортные потери»), и потери, которые зависят от величины магнитного поля, проникающего через обмотку (потери из-за эффекта близости, от англ. proximity loss и proximity effect — эффект влияния соседних проводов). В предлагаемой статье для большей ясности сохранена терминология оригинала.

В обозначениях и терминах, введенных в [7], транспортные потери в катушке имеют вид:

$$P_{trans} = I_{rms}^2 R_{DC} F, \qquad (2)$$

где $I_{\rm rms}$ — действующее значение переменного тока; $R_{\rm DC}$ — сопротивление обмотки по постоянному току; $F = R_{\rm AC}/R_{\rm DC}$ — скин-фактор, зависящий от частоты.

Потери близости на длину провода катушки также рассчитываются по формуле, приведенной в [7]:

$$P_{prox} = (1/\sigma)H_{ext}^2 D, \qquad (3)$$

где σ — это проводимость провода; $H_{ext} = B_{ext}/\mu_0$ — пиковая амплитуда напряженности магнитного поля, проникающего в провод; D — фактор близости, зависящий от частоты.

Частотная зависимость омических потерь, вызванная скинэффектом и эффектом близости, может быть сильно подавлена с помощью высокочастотного гибкого провода — литцендрата. Идеальный литцендрат характеризуется однородной плотностью тока по всему сечению и снижает количество вихревых токов, индуцируемых внешним магнитным полем. Однако из-за взаимодействия отдельных изолированных жил в нем появляются дополнительные потери, вызванные эффектом внутренней близости [8, 9].

С помощью уравнений, приведенных в [7], частотно-зависимые характеристики — скин-фактор и фактор близости, *F* и *D* могут быть вычислены аналитически для любой конфигурации проводов, и таким образом удается сравнить потери в разных проводах. Отметим, что поведение серийно выпускаемых проводов на переменном токе отличается от поведения идеальных многожильных проводов. В зависимости от качества и структуры литцендрата (количество жгутов, наличие внутренних контактов, длина шага, наличие оборванных жил) поведение реального литцендрата находится между расчетным для идеального литцендрата и потерями для сплошного медного провода [10]. С помощью модели, представленной в [7], поведение реальных гибких проводов можно описать двумя параметрами качества λ_s и λ_p. Для сравнения построим графики F и D идеального и реального литцендрата, состоящего из 1000 жил диаметром r_c = 30 мкм, а также рассмотрим случай сплошного (одножильного) провода с одинаковым поперечным сечением меди. Результаты сравнения приведены на рис. 1. Для анализа использовался литцендрат, состоящий из 1000 жил радиусом $r_s = 30$ мкм. Параметры качества реального литцендрата: $\lambda_s =$ 0,5 и λ_p = 0,95.

АНАЛИТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ПОТЕРЬ МОЩНОСТИ

Теперь займемся расчетом потерь мощности на примере двух стандартных передающих катушек для систем БПЭ из портфолио компании Würth Elektronik. Обе катушки представляют собой круглые плоские катушки. Первая катушка, номер по каталогу компании 760308101214 [18], имеет однослойную обмотку с 39 витками, выполненную трифилярным проводом. Жилы провода не изолированы и не скручены, и каждая жила имеет диаметр 0,15 мм. Поскольку провода не свиты, то для расчета *F* и *D* такую обмотку можно рассматривать как выполненную из сплошного провода [7]. Вторая катушка, номер по каталогу компании 760308101103 [19], состоит из однослойной обмотки с 11 витками и выполнена из литцендрата. Использованный здесь литцендрат имеет 24 жилы диаметром 0,08 мм. Внешний вид обеих катушек представлен на рис. 2.

Поскольку для обоих типов проводов известны скинфакторы и коэффициенты близости, то расчет потерь мощности *P*_{trans} и *P*_{prox} при заданном токе является довольно-таки простым делом. Для расчета потерь близости *P*_{prox} распределение магнитного поля в положениях отдельных витков должно определяться с помощью моделирования методом конечных элементов (численный метод решения дифференциальных уравнений с частными производными, а также интегральных уравнений, возникающих при решении задач прикладной физики, широко используется для решения задач электродинамики) или на основе аналитических расчетов, приведенных в [11]. Потери близости рассчитываются индивидуально для каждого витка путем умножения уравнения (3) с учетом его длины, после чего потери всех витков просто суммируются.

На рис. 3 показано распределение магнитного поля в положениях отдельных витков катушки 760308101214 при токах, равных 0,5 и 1 А. Магнитное поле линейно масштабируется с приложенным током, а оценка отношения *B*/*I*_{rms} для каждо-



Рис. 2. Внешний вид катушек компании Würth Elektronik для системы беспроводной передачи энергии: а) 760308101214; 6) 760308101103; в) типы проводов, используемых для катушек систем БПЭ

го витка позволяет рассчитать потери близости катушки для любого приложенного тока.

Для расчета потерь в сердечнике необходимо определить распределение магнитного поля внутри сердечника и, используя уравнение (1), интегрировать его по всему объему сердечника [12]. Для сравнения на рис. 4 показаны графики всех видов потерь в катушке 760308101214 при токе *I*_{rms} = 1 А. Для расчета *P*_{core} использовались параметры Штейнмеца для типичного феррита с малым уровнем потерь (*C*_m = 0,05, α = 1,75 и β = 2,9).

Можно видеть, что в выбранном для анализа диапазоне частот потери, названные транспортными, постоянны. До частоты *f* = 1 МГц радиус провода меньше глубины скинслоя, и, следовательно, скин-эффект незначителен и потери







Рис. 3. Распределение магнитного поля катушки Würth Elektronik 760308101214 в положениях отдельных витков для токов I_{rms} = 0,5 Å и I_{rms} = 1 Å. Виток № 1 — это первый внутренний виток, виток № 39 — это последний внешний виток

близости незначительны, они начинают оказывать влияние на общие потери уже на частотах $f \approx 50$ кГц. Выше частоты f = 130 кГц потери близости уже превышают транспортные и становятся преобладающими в суммарных общих потерях. Используя вместо обычного провода литцендрат, можно немного уменьшить потери близости, при этом общие потери на рабочей частоте в катушке будут, естественно, меньше. Однако по экономическим причинам дорогой литцендрат, как правило, применяется только в том случае, если система БПЭ работает на частотах, где радиус проволоки превышает толщину скин-слоя [13].

Потери в сердечнике рассматриваемой катушки на два порядка меньше потерь близости и, соответственно, в выбранном для анализа диапазоне частот не являются значительными. На частоте *f* = 100 кГц потери в сердечнике составляют всего 0,4% от общих потерь в катушке.

Расчеты потерь для второй катушки имеют аналогичные результаты. Поэтому мы не показываем для нее частотную зависимость потерь. Тем не менее, поскольку катушка 760308101103 состоит из литцендрата, интересно сравнить характеристики различных типов проводов в этой катушке. На рис. 5 в виде графиков представлена сумма всех потерь для случаев идеального, реального литцендрата и сплошного провода. Потери



Рис. 5. Общие потери мощности, включая транспортные потери, потери близости и потери в сердечнике, в катушке Würth Elektronik 760308101103 при токе I_{rms} = 3 A



Рис. 7. Экспериментальная установка для измерения самонагрева катушек БПЭ при различных частотах и амплитудах тока:

а) общая схема;

б) измерение на малом токе с использованием LCR-измерителя;
 в) измерение на большом токе с использованием векторного анализатора цепей

мощности реального литцендрата сравниваются со случаями идеального литцендрата и сплошного медного провода.

Мы видим, что на рабочей частоте f = 125 кГц использование литцендрата по сравнению с одножильной проволокой снижает общие потери на 25%. На частоте f = 400 кГц потери сокращаются еще больше — на 60%. Однако в литцендрате на более высоких частотах усиливается эффект внутренней близости, и общие потери поднимаются до уровня одножильного провода. При этом на достаточно высокой частоте общие потери в литцендрате могут даже превышать потери сплошного провода (на рис. 5 этот случай не показан).

Отметим еще один момент: диаметр проволоки рассматриваемой катушки все еще относительно мал по сравнению с глубиной скин-слоя. Кроме того, в катушке всего 11 витков, что приводит к небольшому индуцированному магнитному полю. Поэтому потери на близость и в сердечнике, которые масштабируются с магнитным полем, даже в случае сплошного провода для нее малы. Тем не менее использование литцендрата дает заметное улучшение и экономически целесообразно. Вообще говоря, использование литцендрата в катушках с большим количеством туго намотанных витков всегда дает большие преимущества перед сплошной проволокой. Для

катушек высокого класса мощности с большим поперечным сечением меди влияние литцендрата значительно выше, и его использование становится уже просто обязательным [14].

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИЗМЕРЕНИЕ ПОТЕРЬ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Большинство производителей катушек экспериментально измеряют потери переменного тока в катушках БПЭ в режиме малого тока. С помощью векторного анализатора цепей или LCR-измерителя анализируется частотнозависимый фазовый сдвиг между током и напряжением, и измеряется эффективное частотно-зависимое сопротивление переменного тока R_{AC,meas}, которое учитывает все потери в катушке. Поскольку катушки индуктивности являются линейными элементами схемы, ток в катушке линейно масштабируется с приложенным напряжением [15]. Исходя из этого обычно предполагается, что измерение в режиме малого тока точно предсказывает поведение катушки и в режиме большого тока. Общие потери мощности при амплитуде тока *I*_{rms} будут равны $P_{AC,tot} = R_{AC,meas} \times I_{rms}^2$

Далее мы сравним аналитический расчет потерь, показанный в предыдущей главе, с результатами практического измерения в режиме малого тока. Кроме того, будет представлена новая установка для измерения потерь переменного тока в режиме большого тока и проанализированы результаты, при этом результаты измерений будут сравниваться со значениями потерь, полученными при их измерении методом большого и малого токов.



Рис. 8. Самонагрев катушки 760308101214 Würth Elektronik в зависимости от приложенного тока на разных частотах



Рис. 9. Нормированный номинальный ток катушки 760308101214 компании Würth Elektronik, построенный в зависимости от частоты приложенного синусоидального переменного тока

Анализ импеданса в режиме малого тока

Для того чтобы подтвердить правильность аналитических расчетов потерь, продемонстрированных выше, сравним их с измерениями в режиме малых токов. В предыдущей главе мы вычислили общие частотно-зависимые потери мощности при заданной амплитуде тока. Эта потеря мощности может быть связана с эффективным сопротивлением переменного тока, как $R_{AC,calc} = P_{calc}/l_{rms'}^2$ которое включает все источники потерь и должно быть действительным, независимо от амплитуды подаваемого тока. Для сравнения с измерением в режиме малых токов для обеих катушек 760308101214 и 760308101103 компании Würth Elektronik построим нормированные сопротивления $R_{AC,mes}/R_{DC}$ (реальное значение) и $R_{AC,calc}/R_{DC}$ (расчетное значение). Результаты измерений приведены на рис. 6 и сравниваются с аналитическими расчетами потерь (линии).

Для катушки 760308101214, выполненной из сплошной проволоки, результат измерения хорошо согласуется с расчетом. Хотя в низкочастотном диапазоне результаты измерения немного превышают расчетные и наоборот. Погрешность во всем частотном диапазоне составляет менее ±15%.

Для катушки 760308101103, сделанной из гибкого провода, измеренное сопротивление переменному току находится между расчетами для одножильного провода и идеального литцендрата. Оба предельных случая на рис. 6 изображены пунктирными линиями. Фактическое поведение катушки может быть воспроизведено с отличным согласованием с использованием реальной модели литцендрата с параметрами качества проволоки $\lambda_s = 0,5$ и $\lambda_p = 0,9$ (красная сплошная линия). Этим мы подтвердили, что аналитические расчеты потерь довольнотаки достоверно описывают поведение для переменного тока при любой конфигурации проводов.

Экспериментальное измерение самонагрева в условиях переменного тока

Экспериментальный подход для характеристики поведения катушек БПЭ на переменном токе в режиме большого сигнала при различных частотах и амплитудах тока заключается в измерении самонагрева катушки. Блок-схема новой установки показана на рис. 7. Синусоидальный сигнал генерируется генератором и усиливается линейным 4-квадрантным усилителем напряжения. В зависимости от свойств катушки и пределов напряжения усилителя возможно два режима измерения (рис. 7):

- к усилителю подключается только катушка (измерение на малом токе, на общей схеме измерения);
- катушка подключена к усилителю как часть последовательного колебательного контура (измерение на большом токе).

В первом случае катушка действует как индуктивная нагрузка. Ток и напряжение сдвинуты по фазе на 90°, а импеданс масштабируется с $|Z| \propto \omega L$. Высокое напряжение необходимо для обеспечения желаемой амплитуды тока, для чего требуется большая реактивная мощность, поэтому и необходим 4-квадрантный усилитель напряжения. Во втором случае LC-контур приводится в резонанс. Комплексные импедансы катушки индуктивности и конденсатора компенсируют друг друга, и LC-цепь показывает только омическое сопротивление катушки. Ток и напряжение не сдвинуты по фазе, и для возбуждения тока нужной амплитуды понадобятся только низкие напряжения. В любом режиме ток через катушку изменяется от нуля до определенного значения. На каждом этапе, после ее стабилизации, измеряется повышение температуры катушки по сравнению с температурой окружающей среды.

На рис. 8 показаны результаты измерения катушки 760308101214 компании Würth Elektronik. С увеличением частоты кривая роста температуры в зависимости от тока становится более крутой, а температура катушки при фиксированной амплитуде тока увеличивается пропорционально потерям.



Рис. 6. Экспериментальное измерение нормированного сопротивления по переменному току в режиме слабого сигнала для катушек Würth Elektronik 760308101214 (черные точки) и 760308101103 (красные треугольники) до частот f = 1 МГц

Номинальный ток можно непосредственно взять из рис. 8, на котором показано снижение номинальных значений тока в зависимости от частоты. Сплошные линии соответствуют аналитической аппроксимации уравнения (4) с α = 92,56 °C/Вт к данным измерений. Эквивалентные потери мощности показаны на правой оси ординат. Предел повышения температуры ΔT = 40 °C обозначен серой линией.

На рис. 9 мы построим нормированную кривую снижения номинального тока. Отметим, что номинальный ток определяется для большинства пассивных компонентов, поставляемых компанией Würth Elektronik, как амплитуда тока, которая приводит к повышению температуры на $\Delta T = 40$ °C [16]. Измерение сравнивается с расчетом снижения номинального тока на основе измеренного сопротивления переменного тока в режиме малого тока (сплошная линия). Как можно видеть, в реальных условиях работы в режиме большого тока ухудшение характеристик больше, чем ожидалось при измерениях в режиме малого тока.

Дальнейший анализ измеренных температурных кривых показывает, что повышение температуры катушки пропорционально амплитуде приложенного тока. Следовательно, это можно связать с потерей электроэнергии, введя коэффициент преобразования α в единицах °С/Вт. Фактическая потеря мощности при измеренном повышении температуры определяется следующим образом:

$$P_{loss} = RI_{\rm rms}^2 = \Delta T/\alpha.$$
 (4)

Коэффициент преобразования является характеристической постоянной для каждой катушки и может быть откалиброван с помощью измерений постоянного тока. В условиях постоянного тока единственным источником потерь мощности становится омическое сопротивление R_{DC} обмотки, которое известно с высокой точностью, поэтому потери мощности в катушке также известны. Коэффициент преобразования α находится подгонкой уравнения (4) с $R = R_{DC}$ к данным измерения постоянного тока.

Для примера измерения, показанного на рис. 7, коэффициент преобразования, как уже было определено, составляет $\alpha = 92,56 \,^\circ\text{C/BT}$, а эквивалентные потери мощности показаны на правой оси Y рис. 8. При известном α уравнение (4) можно использовать либо для расчета фактических потерь мощности в катушке в рабочих условиях, если известно повышение температуры, либо для оценки повышения температуры в катушке, если известны потери мощности. Таким образом, знание потерь





мощности при заданном токе означает, что нам известен и соответствующий импеданс.

АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ ИССЛЕДОВАНИЯ

Теперь определим, можно ли точно спрогнозировать снижение номинального тока катушек БПЭ на основе измерений в режиме малого тока и аналитических расчетов потерь. Напоминаем читателю, что на рис. 6 было показано высокое соответствие между измерениями малых сигналов и аналитическими расчетами потерь. Таким образом, оба результата можно использовать эквивалентно.

Итак, например, для катушки 760308101214 для расчета повышения температуры в соответствии с измеренным сопротивлением по переменному току мы можем использовать формулу (4), далее извлекаем значения номинального тока из этого расчета и создаем расчетную кривую снижения номинального тока рядом с фактическим измерением, показанным на рис. 9. Интересно, что результат измерения немного отличается от расчетного. В условиях работы в режиме большого тока потери мощности в катушке выше, чем это предсказано путем измерения в режиме малого тока.

Мы повторили измерения для нескольких катушек из широкого ассорти-

мента катушек компании Würth Elektronik и наблюдали аналогичное поведение для всех катушек, независимо от типа и геометрии провода. Скорее всего, расхождение между измерениями малых и больших токов можно объяснить влиянием гармоник. В то время как в режиме малого тока выходной сигнал векторного анализатора цепей имеет высокое качество и мало гармоник, в режиме большого тока выходной сигнал усилителя содержит гармонические составляющие.

Хотя катушки индуктивности действуют как фильтры нижних частот и амплитуда высокочастотных компонентов в основном подавляется, все же небольшое количество этих компонентов остается. Как показано на рис. 6, с увеличением частоты сопротивление обмотки значительно увеличивается, так что даже небольшой вклад гармоник может привести к значительным потерям мощности. Мы пришли к выводу, что для точного прогнозирования самонагрева катушки в рабочих условиях необходимы измерения именно в режиме больших токов.

Если катушки индуктивности выбраны в соответствии с их характеристиками на малых токах, то инженеры должны учитывать, что повышение температуры в реальных рабочих условиях может оказаться выше ожидаемого. Тем не менее аналитические расчеты потерь и изме-

Таблица. Обзор параметров испытанных катушек систем БПЭ от компании Würth Elektronik

Катушка	Номер для заказа	Назначение катушки	Индуктивность, мкГн	Тип провода	Тип намотки
Α	760308101103	Передающая	6,5	Литцендрат	Однослойная
В	760308102210	Приемная	7,5	Литцендрат	Однослойная
C	760308101107	Передающая	24	Литцендрат	Двухслойная
D	760308101220	Приемная	12,6	Сплошной, трифиляр	Однослойная
E	760308101214	Приемная	26	Сплошной, трифиляр	Однослойная
F	760308101303	Приемная	47	Сплошной, бифиляр	Двухслойная

рения в режиме малых токов все же дают представление о частотной зависимости потерь и позволяют тщательно выбирать материалы и конструктивное решение катушки системы БПЭ. Наконец, мы сравнили поведение некоторых катушек для систем БПЭ от компании Würth Elektronik в условиях переменного тока в режиме большого тока. Обзор выбранных катушек показан в таблице.

Снижение номинального тока в зависимости от частоты для этих катушек показано на рис. 10. С увеличением частоты все катушки демонстрируют уменьшение допустимого номинального тока. Поведение отдельных катушек зависит от типа провода и структуры обмотки.

Мы видим, что большое влияние на поведение катушек по переменному току имеют плотность намотки и структура обмотки катушки. Если соседние витки расположены близко друг к другу, то магнитное поле, пронизывающее соседние витки, будет сильным и потери близости будут велики. Многослойные катушки также приводят к более высоким потерям близости, поскольку в этом варианте каждый виток имеет свыше двух соседних витков. Сравнивая катушки D, E и F на рис. 9, мы видим, что с увеличением индуктивности и числа витков их характеристики ухудшаются с повышением рабочей частоты. Поэтому для достижения хороших характеристик по переменному току предпочтительны катушки с низкой плотностью витков и однослойным исполнением (для многослойных катушек необходимо учитывать еще и эффект взаимного экранирования. — Прим. пер.).

В случае катушек из литцендрата (это катушки А, В и С) потери близости в основном нивелируются, поэтому высокая плотность витков не обязательно приводит к большим потерям. Это становится очевидным, поскольку катушки от А до С показывают очень похожее поведение на переменном токе, независимо от структуры их обмотки.

В общем и целом, мы наблюдаем значительное снижение номинального тока для всех катушек. Однако катушки из литцендрата (катушки А–С) превосходят аналоги из сплошной проволоки (катушки Е–F). На рабочей частоте *f* = 125 кГц измеренные катушки, выполненные из литцендрата, показывают снижение номинальных характеристик примерно на 25%, а измеренные катушки из сплошной проволоки — почти 50%.

Наконец, мы сравним катушки А и В, которые почти идентичны по индуктивности, геометрии обмотки и типу провода. Они различаются только геометрией магнитного сердечника. Как показано на рис. 10, их поведение на переменном токе идентично. Это подтверждает

предположение, что потери магнитного сердечника в плоских катушках по сравнению с другими механизмами потерь довольно-таки малы.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье представлен подробный обзор потерь на переменном токе в катушках для систем беспроводной передачи энергии. Также отдельно проанализированы различные механизмы потерь и представлена аналитическая модель для расчета потерь на скин-эффект и эффект близости в гибких проводах типа литцендрат. Был продемонстрирован расчет потерь переменного тока, основанный на моделировании методом конечных элементов, для двух катушек компании Würth Elektronik и сравнение полученных результатов с измерениями в режиме малого тока. Этот анализ показал высокое соответствие полученных результатов друг другу.

В статье также описана новая установка для измерения самонагрева катушек систем БПЭ в условиях переменного тока в режиме больших токов. Авторы разработали метод определения фактических потерь мощности в катушке на основе измерения температуры путем калибровки установки в условиях постоянного тока. Благодаря этому появилась возможность сравнить потери мощности в режимах малого и большого токов, что позволило обнаружить несоответствие между обоими методами измерения. Потери мощности в реальных условиях работы оказались выше, чем ожидалось при измерениях на малом токе.

Кроме изложенного, был проведен анализ и сравнение поведения на переменном токе некоторых типов катушек систем беспроводной передачи энергии из портфолио компании Würth Elektronik. Было показано, как конструктивное исполнение катушки и тип провода влияют на потери переменного тока.

Таким образом, статья продемонстрировала, что для точного прогнозирования температуры катушки в конечном приложении необходимы измерения самонагрева катушек с большими уровнями тока. Потери мощности в условиях переменного тока значительно выше, чем в условиях постоянного тока, что приводит к увеличению нагрева катушки и снижению номинального тока. Дополнительная информация по проблемам беспроводной передачи энергии большой мощности доступна в [20], а дополнительные вопросы выбора катушек представлены в [21]. Оригинальная версия статьи доступна по ссылке [22], а ее краткий постер — в [23].

ЛИТЕРАТУРА

1. Foote O. A review of high-power wireless power transfer. IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2017.

2. Ramrakhyani A. K., Mirabbasi S., Mu C. Design and optimization of resonancebased efficient wireless power delivery systems for biomedical implants // IEEE transactions on biomedical circuits and systems. 2011. Vol. 5. No. 1.

3. Kim D., Abu-Siada A., Sutinjo A. Stateof-the-art literature review of wpt: Current limitations and solutions on ipt // Electric Power Systems Research. 2018. Vol. 154.

4. Bosshard R. Multi-objective optimization of inductive power transfer systems for EV charging. PhD Thesis, 2015.

5. Reinert J., Brockmeyer A., de Doncker R. Calculation of losses in ferroand ferrimagnetic materials based on the modified steinmetz equation // IEEE Transactions on Industry Applications. 2001. Vol. 37. No. 4.

6. Brander T., Gerfer A., Rall B., Zenkner H. Trilogie der induktiven Bauelemente: Applikationshandbuch fur EMV-Filter, getaktete Stromversorgungen und HF-Schaltungen. 4th ed. Kunzelsau, Swiridoff Verlag, 2013.

7. Albach M. Induktivitaten in der Leistungselektronik. Wiesbaden, Springer Fachmedien Wiesbaden, 2017.

8. Rosskopf A., Bar E., Joffe C. Influence of inner skin- and proximity effects on conduction in litz wires // IEEE Transactions on Power Electronics. 2014. vol. 29. No. 10.

9. Barth D., Klaus B., Leibfried T. Litz wire design for wireless power transfer in electric vehicles. 2017 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC). IEEE, 10.05.2017–12.05.2017.

10. Rossmanith H., Doebroenti M., Albach M., Exner D. Measurement and characterization of high frequency losses in nonideal litz wires // IEEE Transactions on Power Electronics. 2011. Vol. 26. No. 11. 11. Lu M., Ngo K. D. T. Analytical calculation of proximity-effect resistance for planar coil with litz wire and ferrite plate in inductive power transfer. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019.

12. Bosshard R., Kolar J. W., Muhlethaler J., Stevanovic I., Wunsch B., Canales F. Modeling and η - α -pareto optimization of inductive power transfer coils for electric vehicles // IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. 2015. Vol. 3. No. 1.

13. Sullivan C. R., Zhang R. Y. Simplified Design Method for Litz Wire. Piscataway NJ, IEEE, 2014.

14. Bosshard R., Kolar J. W. Multi-objective optimization of 50 kw/85 kHz ipt system for public transport // IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. 2016. Vol. 4. No. 4.

15. Jackson J. D. Classical electrodynamics. Hoboken, NY: Wiley, 1998.

16. Klein S. Application note: The sham of the high rated current. Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG.

17. Герман-Галкин С. Карл Август Штейнмец: ученый, инженер, конструктор, изобретатель, педагог. www.controleng. ru/retrospektiva/karl-avgust-shtejnmetsucheny-j-inzhener-konstruktor-izobretatelpedagog/

18. WE-WPCC Wireless PowerCharging Receiver Coil 760308101214. www.we-online.com/catalog/ datasheet/760308101214.pdf

19. WE-WPCC Wireless PowerTransfer Transmitter Coil 760308101103. www.we-online.de/katalog/ datasheet/760308101103.pdf

20. Надлер А., Сом К. Беспроводная передача энергии большой мощности для устройств, работающих в условиях индустриальной среды // Компоненты и технологии. 2017. № 7, 8.

21. Рагху Н. Выбор катушек для беспроводных зарядных устройств // Компоненты и технологии. 2015. № 9.

22. Utschick C., Merz C., Som C. AC Loss Behavior of Wireless Power Transfer Coils. 2019 Wireless Power Transfer Conference. www. ieeexplore.ieee.org/document/9055524

23. Utschick C., Merz C., Som C. AC Loss Behavior of Wireless Power Transfer Coils. www.we-online.de/web/en/index.php/ show/media/07_electronic_components/ produkte_3/wireless_power/Poster_ WPW_2019.pdf

СОГЛАСОВАНИЕ ИМПЕДАНСОВ В ПРИЛОЖЕНИЯХ С NFC-TEXHOЛOГИЕЙ

КРИСТИАН МЕРЦ (CHRISTIAN MERZ), CEM COM (CEM SOM), WÜRTH ELEKTRONIK

Компания Würth Elektronik предлагает широкий ассортимент катушек индуктивности WPT для беспроводной передачи энергии, а также намотку NFC-антенны на катушки WPT для создания канала связи, управляющего системой и передачей данных со скоростью 848 Кбит/с. В серии WE-WPCC WPT/NFC катушка WPT комбинируется в одном компоненте с NFC-антенной. Преимущество такой комбинации заключается в простоте, эффективном форм-факторе и стоимости.

введение

Количество мобильных устройств на рынке, оснащенных технологией NFC (Near Field Communication) или RFID (Radio Frequency Identification – радиочастотная идентификация), растет в геометрической прогрессии. NFC – это технология беспроводной связи с малым радиусом действия, высокой частотой и низкой пропускной способностью, которая обеспечивает стандартизованную связь между мобильными устройствами – смартфонами, смарт-картами, наклейками или метками. NFC и RFID используют одинаковую частоту 13,56 МГц. Прием и передача данных с помощью технологии RFID осуществляется на расстоянии до нескольких метров, а NFC ограничивается очень близкой дистанцией – не более 10 см, и широко используется в метках NFC, в передаче данных и безопасных финансовых транзакциях.

Компания Würth Elektronik предлагает широкий ассортимент катушек индуктивности WPT (Wireless Power Transfer – беспроводная передача энергии). В качестве еще одного новшества предлагается намотка NFC-антенны на катушку WPT для создания нового канала связи между передатчиком и приемником WPT, который можно использовать для управления системой и передачи данных. С помощью NFC скорость передачи данных достигает 848 Кбит/с. В серии WE-WPCC WPT/NFC катушка WPT комбинируется с антенной NFC в одном компоненте. Преимущество такой комбинации заключается в простоте, эффективном форм-факторе и стоимости. Мы покажем, как импеданс антенны NFC согласуется с интегральной схемой (ИС) NFC, чтобы в максимальной степени увеличить излучаемое поле и дальность передачи [3]. В качестве примера мы воспользовались комбинированной катушкой WPT 760308101312 от Würth Elektronik, но рассматриваемый метод применим к любой NFCантенне. В настоящее время WE предлагает пять разных комбинированных катушек индуктивности WPT/NFC (см. табл. 1). Значения L₁ и Q₁ измерялись на частоте 125 кГц, а L₂ и Q₂ – на 13,56 МГц.

Таблица 1. Комбинированные катушки индуктивности WPT/NFC от WE

Обозначение	WPT		NFC		
компонента	L ₁ , мкГн	Q 1	L ₂ , мкГн	Q ₂	
760308101150	6,3	100	1,2	80	
760308103305	8,8	30	1,4	47	
760308102306	8	19	1,4	47	
760308103307	7,8	19	1,6	47	
760308101312	24	125	0,7	30	

КОМПЛЕКСНО-СОПРЯЖЕННОЕ СОГЛАСОВАНИЕ ИМПЕДАНСА

Основные понятия

Комплексно-сопряженное согласование импеданса является очень важной процедурой при проектировании радиочастотных цепей, обеспечивающей максимально возможную передачу мощности между источником и его нагрузкой и позволяющей минимизировать отражение сигнала от нагрузки. В первую очередь, необходимость в максимальной передаче мощности возникает при ее поступлении в любой чувствительный приемник. Очевидно, что нельзя считать приемлемыми случаи, когда ненужные потери возникают в линии передачи сигналов очень малого уровня. В большинстве случаев при начальном проектировании такого внешнего интерфейса уделяется особое внимание тому, чтобы каждое устройство в этой цепи было согласовано с его нагрузкой [1].

В ВЧ-технологиях нагрузки часто бывают комплексными, т.е. имеют индуктивную или емкостную составляющую помимо резистивной. Для согласования индуктивная или емкостная составляющая должна быть компенсирована ее аналогом, или т.н. комплексно-сопряженным компонентом. Это значит, например, что индуктивная составляющая компенсируется емкостной. Согласование импеданса основано на теореме о максимальной передаче мощности. Она гласит, что для получения максимальной мощности от источника с конечным внутренним сопротивлением активное сопротивление нагрузки должно быть равно сопротивлению источника со стороны его выходных клемм. Кроме того, любые реактивные составляющие источника и нагрузки должны быть равны, но противоположны по знаку. Таким образом, импедансы нагрузки и источника должны быть комплексно сопряжены друг с другом [2].

В общем случае комплексно-сопряженный импеданс определяется следующим образом:

$$Z = R + jX, Z^* = R - jX,$$
 (1)

где R – действительная часть, а X – мнимая составляющая комплексного импеданса Z. На рисунке 1 показан комплексный импеданс источника Z_s и комплексное сопротивление нагрузки Z_L.

Эти импедансы должны удовлетворять следующему равенству, чтобы их можно было считать оптимально согласованными:

 $Z_L = Z_S$.



Рис. 1. Импедансы источника и нагрузки [2]



Рис. 2. Согласующие сети с L-топологией

Известно немало топологий цепей, которые применяются для определения реактивных сопротивлений импеданса. Среди них самой простой является L-топология, состоящая из двух элементов. Она получила свое название за ориентацию компонентов в форме буквы L [1]. На рисунке 2 показаны две возможные реализации L-топологий для согласования импеданса.

На рисунке 2 X_A – идеальное реактивное сопротивление последовательной ветви, а X_B – идеальное реактивное сопротивление параллельной ветви. Z_S и Z_L – импедансы источника и нагрузки. Z_{IN} обозначает входной импеданс, состоящий из импеданса нагрузки и согласующего импеданса, который должен быть комплексно-сопряженным с Z_S. Прежде чем определить согласующие компоненты, необходимо знать импеданс нагрузки и источника. Импеданс источника в большинстве случаев составляет 50 Ом. В общем случае, импеданс источника тоже комплексный.

Для более высоких частот в диапазоне УВЧ (например, 434 МГц, 868 МГц и 2,4 ГГц) процесс согласования описан в [4]. Компания Würth Elektronik также предлагает услугу по согласованию антенн заказчиков на этих частотах.

Определение комплексного сопротивления нагрузки

Комплексное сопротивление нагрузки можно определить путем измерения и расчета. Измерение комплексного импеданса для диапазона 13,56 МГц выполняется с помощью векторного анализатора цепей, который измеряет S-параметр тестируемого устройства. S-параметры описывают характеристики линейных электрических цепей, полученные путем воздействия на них устойчивыми электрическими сигналами. Для согласования импеданса используется параметр S₁₁, который называется коэффициентом отражения напряжения на входном порту. Этот показатель представляет собой комплексную величину, абсолютное значение которой является индикатором отражения. Если |S₁₁| = 0, это значит, что схема идеально согласована и ни один поступающий сигнал мощности не отражается. При $|S_{11}| = 1$ отражаются 100% входного сигнала. В приложениях NFC нагрузкой является антенна. Для практических расчетов и моделирования электрические свой-



Рис. 3. Упрощенная последовательная эквивалентная схема NFC-антенны

ства антенны представляются эквивалентной схемой. Упрощенная последовательная эквивалентная схема NFC-антенны показана на рисунке 3.

На этом рисунке L_A – индуктивность, а R_A – эквивалентное последовательное сопротивление, которое представляет собой все омические потери антенны; C_A – параллельная эквивалентная емкость антенны. Значения L_A и R_A можно непосредственно измерить анализатором цепей или измерителем LCR. Величина C_A является паразитной и определяется путем измерения и расчета. Частотные зависимости L_A , C_A и R_A не учитываются при расчетах и моделировании. Зная индуктивность L_A , параллельную эквивалентную емкость C_A можно рассчитать на частоте собственного резонанса f_s с помощью уравнения (2) [8]:

$$C_{A} = \frac{1}{(2\pi f_{S})^{2} L_{A}}.$$
 (2)

Частоту собственного резонанса f_s можно измерить как первую точку, в которой импеданс нагрузки становится действительным.

Величина импеданса антенны Z_L, необходимая для согласования импеданса, рассчитывается следующим образом:

$$Z_{L} = \frac{R_{A}}{\left(1 - w^{2}L_{A}C_{A}\right)^{2} + \left(wR_{A}C_{A}\right)^{2}} + j\frac{wL_{A} - w^{3}L_{A}^{2}C_{A} - wR_{A}^{2}C_{A}}{\left(1 - w^{2}L_{A}C_{A}\right)^{2} + \left(wR_{A}C_{A}\right)^{2}};$$
(3)
$$Z_{L} = R_{L} + jX_{L}.$$

Коэффициент добротности Q_{L} антенны определяется отношением мнимой части X_{L} к действительной части R_{L} импеданса антенны и потому может быть вычислен с помощью уравнения (4):

$$Q_{L} = \frac{Im(Z_{L})}{Re(Z_{L})} = \frac{X_{L}}{R_{L}}.$$
 (4)

Определение компонентов согласующей схемы

Процедура согласования выполняется путем расчета и моделирования. Как правило, могут использоваться обе схемы импеданса, показанные на рисунке 2, но т. к. цепь на рисунке 2а легче рассчитать, она была выбрана для демонстрации процедуры согласования. Поскольку нагрузка имеет индуктивный характер, реактивные сопротивления X_A и X_B являются емкостными. Вообще говоря, X_A и X_B тоже могут быть индуктивными, если нагрузка емкостная. X_A и X_B считаются идеальными, т. е. не имеют резистивной или паразитной составляющей.

Расчет компонентов согласующей цепи

Для цепи на рисунке 2а идеальное согласование достигается при $Z_{IN} = Z_s^*$, а Z_{IN} можно рассчитать следующим образом (5) [5]:

 $\mathbf{7} = \mathbf{P} + \mathbf{i}\mathbf{V} = \mathbf{7}^* = \mathbf{P}$

$$Z_{IN} = X_{IN} + jX_{IN} = Z_{S} = K_{S} - jX_{S};$$

$$Z_{IN} = jX_{A} + \frac{jR_{L}^{2}X_{B} + R_{L}X_{B}^{2} + jX_{L}^{2}X_{B} + jX_{L}X_{B}^{2}}{2}.$$
 (5)

$$R_{L}^{-} + (X_{L} + X_{B})$$

Согласно уравнению (5), действительная и мнимая части
входного импеданса Z_{IN} равны (6):

$$Re(Z_{IN}) = R_{S} = \frac{R_{L}X_{B}^{2}}{R_{L}^{2} + (X_{L} + X_{B})^{2}}.$$
 (6)

$$Im(Z_{IN}) = -X_{S} = X_{A} + \frac{R_{L}^{2}X_{B} + X_{L}^{2}X_{B} + X_{L}X_{B}^{2}}{R_{L}^{2} + (X_{L} + X_{B})^{2}}.$$
 (7)

Если уравнение (6) решить для реактивного сопротивления Х_в, мы получим два разных значения Х_{в1} и Х_{в2}, поскольку (6) является квадратным уравнением (7):

$$X_{B1,2} = \frac{R_{S}}{R_{L} - R_{S}} \cdot \left(X_{L} \pm R_{L} \cdot \sqrt{\frac{R_{L}}{R_{S}} + \frac{X_{L}^{2}}{R_{S}R_{L}}} - 1 \right).$$
(8)

Реактивное сопротивление Х_А также имеет два значения – Х_{А1} и Х_{А2}. С помощью (7) получаем уравнение (8):

$$X_{A1,2} = -X_{S} - X_{B1,2} \cdot \frac{R_{L}^{2} + X_{L}^{2} + X_{L}X_{B1,2}}{R_{L}^{2} + (X_{L} + X_{B1,2})^{2}}.$$
 (9)

Влияние каждой емкости на импеданс Z_{IN} можно проанализировать отдельно с помощью уравнений (8–9).

Последовательный конденсатор С_А может добавить только реактивную (мнимую) часть импеданса цепи Z_{IN}. Для регулировки действительной части импеданса до требуемого значения и получения круговой кривой в комплексной плоскости необходим параллельный конденсатор СВ. Влияние двух конденсаторов на импеданс цепи показано с помощью кривой годографа на рисунке 4. Поскольку математический способ определения значений согласующихся компонентов может оказаться очень сложным, особенно при согласовании трех компонентов, воспользуемся средством моделирования.



Рис. 4. Влияние последовательной и параллельной емкостей С_A и С_B на импеданс цепи Z_{IN} [5]

Моделирование компонентов согласующей схемы

В области моделирования радиочастотных схем общепризнанным стандартом является программное обеспечение Keysight Advanced Design System (ADS). Для определения согласующих компонентов рекомендуется использовать инструмент оптимизации ADS, который в автоматизированном режиме позволяет изменять значения компонентов схемы до тех пор, пока не будет достигнута оптимизация. В рассматриваемом случае необходимо минимизировать параметр S₁₁ путем изменения согласующихся компонентов так, чтобы входной импеданс стал комплексно-сопряженным с импедансом источника. Чтобы определить компоненты для согласования с помощью средства оптимизации и расчета, мы рассмотрим пример процедуры согласования в полном объеме в следующих разделах статьи. Упрощенная схема фильтра и согласования с L-топологией и двумя конденсаторами в качестве реактивных элементов и эквивалентная схема антенны в качестве нагрузки моделируются с помощью инструмента ADS, а согласующие компоненты определяются путем моделирования и рассчитываются с использованием уравнений



Рис. 5. Схема NFC дифференциального выхода [5]

(8–9). После этого мы сравним расчетные и смоделированные значения согласующих компонентов.

СОГЛАСОВАНИЯ ИМПЕДАНСОВ В ВЫХОДНОЙ NFC-ЦЕПИ

Настройка типовой выходной цепи NFC

Микросхема NFC обычно имеет дифференциальный выход, а импеданс между выходными контактами TX1 и TX2 составляет 50 Ом. Эти выводы соединены с выходной схемой, состоящей из фильтров, согласующей схемы, демпфирующих резисторов и NFC-антенны. Выход ИС NFC является дифференциальным, что обеспечивает его устойчивость к электромагнитным помехам. Типовая схема дифференциальной выходной NFC-схемы показана на рисунке 5.

Чтобы упростить понимание роли компонентов в выходной NFC-схеме, преобразуем дифференциальную схему в несимметричную. Уравнения (8–9) применяются для расчета согласующих конденсаторов С_A и С_B. Преобразующие расчеты выполнены в [6], а результирующая несимметричная схема показана на рисунке 6.

Цепочка ЭМС-фильтров

Поскольку выходной сигнал ИС NFC имеет прямоугольную форму, гармоники должны быть отфильтрованы. Это выполняется цепью фильтров ЭМС, которая является фильтром нижних частот (ФНЧ) 2-го порядка. Фильтр состоит из индуктивности L_0 и емкости C_0 .

Частоту среза f $_{\rm C}$ фильтра ЭМС можно рассчитать с помощью уравнения (10):

$$f_{\rm C} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 C_0}} \,. \tag{10}$$

Частота среза f_c должна быть выше верхней вспомогательной несущей, которая составляет 13,56 МГц + 848 кГц \approx 14,4 МГц при максимально возможной скорости передачи данных



Рис. 6. Эквивалентная схема NFC с несимметричным выходом [5]



Рис. 7. Спектры модуляции несущей и вспомогательных несущих NFC-нагрузки

NFC 848 Кбит/с. Спектры модуляции NFC-нагрузки с несущей и вспомогательными несущими наглядно демонстрируют необходимость в фильтре на рисунке 7.

Для процедуры согласования импеданса импеданс фильтра должен быть рассчитан с использованием уравнения (11):

$$Z_{\rm EMC} = \frac{2R_{\rm D}}{\left(1 - w^2 L_0 C_0\right)^2 + \left(w R_{\rm D} C_0\right)^2} - j \frac{2w^3 L_0^2 C_0 + 2w R_0^2 C_0 - 2w L_0}{\left(1 - w^2 L_0 C_0\right)^2 + \left(w R_{\rm D} C_0\right)^2}; (11)$$
$$Z_{\rm EMC} = R_{\rm EMC} - j X_{\rm EMC}.$$

Схема регулировки импеданса

Схема согласования, или схема регулировки импеданса, показанная на рисунках 5–6, служит двум целям. Первая из них заключается в компенсации индуктивного сопротивления антенны. Вторая – в преобразовании импеданса от импеданса нагрузки в импеданс источника. Для преобразования без потерь все компоненты должны быть реактивными. В такой чувствительной к стоимости и пространству среде как NFCсистема желательно минимизировать количество компонентов. С этой целью используется топология L-согласования.

Демпфирующие резисторы и эквивалентная антенная схема

Демпфирующий резистор R_Q является дополнительным компонентом, который позволяет уменьшить добротность антенны. Выбор оптимального значения R_Q представляет собой компромиссное решение. С одной стороны, небольшое значение R_Q увеличит эффективность антенны при бесконтактной передаче энергии. С другой, высокое значение резистора обеспечит более широкую полосу пропускания для модуляции и уменьшит коэффициент добротности антенны. Рекомендуемый диапазон значений коэффициента Q составляет 20–35 [8]. Резистор R_Q применяется, если добротность антенны, которую можно рассчитать с помощью уравнения (4), превышает 35. Для более высоких значений уравнение (4) следует изменить с помощью уравнения (12) [5]:

$$Q_{L,mod} = \frac{Im(Z_{L,mod})}{Re(Z_{L,mod})} = \frac{X_L}{2R_Q + R_L}.$$
 (12)

Из этого уравнения можно получить следующую формулу для расчета демпфирующего резистора R₀ (для Q_{L.mod} ≥ 35):

$$\mathbf{R}_{Q} = 0.5 \left(\frac{\mathbf{X}_{L}}{\mathbf{Q}_{L,mod}} - \mathbf{R}_{L} \right).$$
(13)

Последняя часть выходной цепи – эквивалентная антенная цепь, которую мы использовали для моделирования и расчета импеданса нагрузки.

Поэтапное согласование ИС NFC с NFC-антенной от WE

В качестве примера посмотрим, как согласовать NFCантенну 760308101312 (см. рис. 8) с произвольной ИС NFC с дифференциальным выходным импедансом 50 Ом путем



Рис. 8. Катушка комбинированного передатчика WE WPT/NFC 760308101312

расчета и моделирования. В примере использовалась схема дифференциального выхода, показанная на рисунке 5.

Для согласования импеданса путем расчета и моделирования требуется выполнить следующие шаги.

- Измерить эквивалентное последовательное сопротивление R_A и индуктивность L_A на рабочей частоте f_{OP} = 13,56 МГц и частоте собственного резонанса f₅ катушки 760308101312 с помощью анализатора цепей. Расчет параллельной емкости C_A выполняется с помощью уравнения (2), а эквивалентная схема антенны представлена на рисунке 3.
- Полученные значения R_A, L_A и C_A следует подставить в уравнение (3). Рассчитывается импеданс нагрузки Z_L с действительной частью R_L и мнимой частью X_L. Коэффициент добротности рассчитывается с помощью уравнения (4).
- Емкость С₀ и индуктивность L₀ цепи ЭМС-фильтра рассчитываются с помощью уравнения (10). Полученные значения используются в уравнении (11) для вычисления импеданса Z_{EMC} с действительной частью R_{EMC} и мнимой частью X_{EMC}.
- Значения для R_L, X_L, R_{EMC} (R_S в уравнениях (8–9)) и X_{EMC} (X_S в уравнениях (8–9)) следует вставить в уравнения (8–9). Значения конденсаторов C_A и C_B рассчитываются на основе X_A и X_B.
- Проверка результатов расчета согласования путем определения |S₁₁|.
- Симуляция параметра S₁₁ схемы дифференциального выхода (см. рис. 5) и сравнение результатов с расчетами.

Определение эквивалентной антенной схемы

Для NFC-антенны артикула 760308101312 путем измерения и расчета были определены параметры, указанные в таблице 2.

Значения L_A и R_A были измерены на частоте 13,56 МГц. Параметры эквивалентной антенной схемы

артикулов 760308101150, 760308103305, 760308102306 и 760308103307 приведены в [9].

Таблица 2. Параметры эквивалентной антенной схемы 760308101312

Параметр	Значение	Единица измерения	Способ определения
fs	63	МГц	Измерение с помощью векторного анализатора полей
L _A	0,7	мкГн	Измерение с помощью векторного анализатора полей
R _A	1,7	0м	Измерение с помощью векторного анализатора полей
C _A	9,12	пΦ	Расчет с помощью уравнения (2)

Определение комплексного импеданса и добротности

Комплексный импеданс Z_L NFC-антенны катушки 760308101312 вычисляется с помощью уравнения (3) путем интеграции параметров эквивалентной антенной схемы, которые были определены в предыдущем разделе.

128

Из уравнения (4) получаем, что Q_L равна 33. Поскольку добротность антенны ниже 35, демпфирующие резисторы R_Q можно не устанавливать.

Расчет компонентов фильтра и его комплексного импеданса

Для частоты отсечки f_c , которую можно рассчитать с помощью уравнения (10), было выбрано значение 14,8 МГц, что больше 14,4 МГц. Для L_0 было выбрано значение индуктивности 470 нГн. Это значит, что $C_0 = 247$ пФ. Для расчета комплексного импеданса фильтра значения L_0 и C_0 необходимо подставить в уравнение (11). Значение R_D составило 25 Ом – это дифференциальный выходной импеданс типичной ИС NFC по отношению к сигналу заземления. Таким образом, комплексное сопротивление фильтра равно:

Расчет значений соответствующих компонентов

Соответствующие реактивные сопротивления X_в и X_A можно рассчитать с помощью уравнений (8–9). R_s представляет собой сумму действительных составляющих сопротивлений цепочки ЭМС, т.е. 165,82 Ом. Мнимая часть источника X_s равна сумме мнимых составляющих фильтра ЭМС, т.е. –45,46 Ом.

Чтобы получить значения R_L и X_L, складываются действительные и мнимые составляющие антенной цепи. В результате получаем: 1,87 Ом и 62,53 Ом. Результирующие согласующие реактивные сопротивления X_A и X_B рассчитываются для соответствующих дифференциальных согласующих конденсаторов C_A и C_B следующим образом:

$$C_{A,B} = -\frac{2}{wX_{A,B}}.$$
 (14)

В таблице 3 представлены полученные значения реактивного сопротивления и емкости.

Таблица 3. Результаты расчета реактивного сопротивления и конденсатора

Параметр	Значение	Единица измерения	Получено с помощью уравнения
X _{B1}	-69,69	Ом	(8)
X _{A1}	-519,81	Ом	(9)
X _{B2}	-56,8	Ом	(8)
X _{A2}	610,73	Ом	(9)
C _{B1}	337	пΦ	(14)
C _{A1}	45	пΦ	(14)
C _{B2}	413	пΦ	(14)
C _{A2}	-38	пΦ	(14)

Значения емкости конденсаторов С_{A1} и С_{B1} используются для согласования, а значения С_{A2} и С_{B2} не учитываются, поскольку С_{A2} – отрицательная величина. Таким образом, получаем значения согласующих конденсаторов для дифференциальной выходной цепи: С_A = 45 пФ; С_B = 337 пФ.

Расчет результирующего коэффициента отражения

Чтобы убедиться, что рассчитанные значения С_A и С_B согласующих конденсаторов обеспечивают малый уровень отражения, необходимо вычислить параметр S₁₁ на выходе ИС NFC. Чем меньше абсолютные значения, тем меньше отражение и лучше схема согласована с выходным импедансом 50 Ом ИС NFC. Комплексный коэффициент отражения напряжения входа S₁₁ можно рассчитать по формуле (15):

$$S_{11} = \frac{Z'_{IN} - 2R_{D}}{Z'_{IN} + 2R_{D}}$$
,

(15)

где $R_D = 25$ Ом, что представляет собой несимметричный выходной импеданс ИС NFC. Параметр Z_{IN} , зависящий от входного импеданса Z_{IN} (см. уравнение (5)), можно рассчитать с помощью уравнения (16).

$$Z'_{IN} = \frac{2Z_{IN}}{2 + jwC_0 Z_{IN}} + 2jwL_0.$$
 (16)

Абсолютное значение S₁₁ рассчитывается следующим образом:

$$S_{11} = \sqrt{Re(S_{11})^2 + Im(S_{11})^2}$$
 (17)

В РЧ-области значения |S₁₁| часто отображается в виде логарифмической шкалы и определяются следующим образом:

$$|\mathbf{S}_{11}| = 20 \lg (|\mathbf{S}_{11}|), \, \mathrm{d}\mathbf{E} \,.$$
 (18)

Полученные значения с помощью уравнений (5), (15–18) представлены в таблице 4.

Таблица 4. Расчетные значения коэффициента отражения и входного импеданса

Параметр	Значение	Единица измерения	Получено с помощью уравнения
Z _{IN}	167,15 + j45,69	0м	(5)
Z _{IN} ′	49,7 — j0,276	Ом	(16)
S ₁₁	-0,00297 - j0,00277		(15)
S ₁₁	0,004		(17)
S ₁₁ дБ	-48	дБ	(18)

Моделирование дифференциальной выходной цепи с помощью Keysight ADS

Альтернативный и более простой способ определения согласующих значений емкостей С_A и С_B состоит в моделировании дифференциальной выходной цепи, показанной на рисунке 5. Средство оптимизации ADS позволяет определить неизвестные параметры цепи. Сначала определяется цель моделирования и параметры моделирования. Чтобы установить соответствующие значения конденсаторов путем моделирования, выполните следующие действия.

- Создайте схему дифференциальной выходной сети, показанную на рисунке 5, с расчетными значениями компонентов фильтра и эквивалентными значениями антенной сети (см. соответствующие разделы). Был использован входной порт с сопротивлением 50 Ом.
- 2. Определите тип моделирования и переменные моделирования.
- Определите цели оптимизации и итерации по оптимизации.
- 4. Проведите оптимизацию и определите тип графика.

Схема дифференциальной выходной цепи

На рисунке 9 показана схема дифференциальной выходной цепи (см. рис. 5) с входным портом 1 и импедансом источника 50 Ом, полученная с помощью средства ADS.



Рис. 9. Схема дифференциального выхода, полученная с помощью средства ADS

Определение типа и переменных моделирования

Мы используем моделирование S-параметров большого сигнала, которое основано на алгоритме гармонического баланса. Моделирование этого типа вычисляет S-параметры для линейных и нелинейных радиочастотных схем. Переменными моделирования являются согласующие конденсаторы С_A и C_B, которые определяются алгоритмом. Выбран диапазон 1–1000 пФ. Необходимо определить начальные значения емкостей двух конденсаторов.

Определение цели оптимизации и итераций

Цель оптимизации: значение |S₁₁| должно быть меньше 0,0001 в полосе частот 13,559–13,561 МГц. Количество итераций: 1000.

Оптимизация и определение типа выходного графика

В результате моделирования согласующей емкости было установлено, что С_А = 45 пФ, а С_В = 337 пФ. Это те же значения, что были получены путем расчета.

На рисунке 10 показаны результаты симуляции коэффициента отражения |S₁₁| в виде диаграммы Смита, а на рисунке 11 – график |S₁₁| в диапазоне 12–15 МГц.

В таблице 5 представлены результаты моделирования входного импеданса $Z_{{\rm IN}}{'}$ и коэффициента отражения S_{11} на частоте 13,56 МГц.

Значения S₁₁, |S₁₁| и |S₁₁|_{дБ}, полученные с помощью симуляции, схожи с расчетными из таблицы 4. Поскольку значения C_A = 45 пФ и C_B = 337 пФ оказались точными, параметры отражения очень малы. На практике эти точные значения конденсаторов не достигаются, что увеличивает коэффициенты отражения.

Таблица 5. Результаты моделирования коэффициента отражения и входного импеданса на частоте 13,56 МГц

Параметр	Результат симуляции	
Z _{in} ′	(49,73 — ј0,42) Ом	
S ₁₁	-0,00267 - j0,00424	
S ₁₁	0,005	
S ₁₁ дБ	—46 дБ	

Проверка согласования путем измерения

Расчеты и моделирование выполняются с использованием идеальных компонентов без учета паразитных составляющих и допустимых отклонений. На самом деле конденсаторы и катушки индуктивности имеют допуски, паразитные индуктивности и емкости. Кроме того, компоненты эквивалентной схемы антенны измеряются и, следовательно, не вполне соответствуют истинным, т.е. тоже определяются с некоторыми допусками. Помимо геометрических и химических вариаций, вызванных производственным процессом, имеются также неопределенности, обусловленные использованием защитной ферритовой фольги. Любой металл в непосредственной близости от антенны может изменить ее импеданс и, следовательно, общий входной импеданс. Насколько эти изменения влияют на входной импеданс, в основном зависит от требуемого значения входного импеданса и добротности. Как правило, сравнительно меньшие коэффициенты добротности и более высокие значения входного импеданса менее чувствительны к вариациям значений компонентов [5].

С учетом этих вариаций необходима дополнительная итерация по согласованию. Сначала следует изготовить дифференциальную выходную схему, показанную на рисунке 5, с расчетными значениями согласующих конденсаторов. Затем измеряется входное сопротивление с помощью анализатора цепей. Согласующие конденсаторы С_в и С_в необходимо выбрать такими, чтобы входное сопротивление достигло 50 Ом.



Рис. 10. Смоделированная диаграмма Смита для |S₁₁| в зависимости от частоты



Рис. 11. Симуляция зависимости |S₁₁| от частоты

Дифференциальная выходная NFC-плата и измерение коэффициента отражения

Для проектирования печатной платы с выходной дифференциальной NFC-схемой использовалась программа Altium Designer V.18.1.19. Полученная с ее помощью схема показана на рисунке 12.

В качестве индуктивности фильтра $L_0 = 470$ нГн (см. L_{01} и L_{02} на рисунке 12) использовался компонент WE 744762247GA. Емкость фильтра $C_0 = 247$ пФ обеспечивается двумя компонентами по 100 пФ серии WE Caps с номером 85012006038 (см. C_{01} , C_{02} , C_{04} и C_{05} на рисунке 12) и конденсатором 47 пФ с номером 885012006055 (см. C_{03} и C_{06} на рисунке 12). Тот же конденсатор использовался в качестве C_A (см. C_{A2} и C_{A4} на рисунке 12). Емкость $C_B = 337$ пФ



Рис. 12. Дифференциальная выходная NFC-схема



Рис. 13. Диаграмма Смита с результатами измерения коэффициента отражения в зависимости от частоты

состоит из конденсатора 330 пФ с номером WE 885012006041 (см. С_{B1} и С_{B4} на рисунке 12) и конденсатора 6,8 пФ с номером WE 885012006050 (см. С_{B2} и С_{B5} на рисунке 12). Зависимость импеданса от частоты была измерена на входе J₁ этой цепи с помощью анализатора цепей Agilent Technologies E5061 в полосе частот 12–15 МГц (см. рис. 13).

Маркер на частоте 13,56 МГц отмечает значение входного сопротивления 22,4 Ом + j27,7 Ом.

В соответствии с уравнениями (15–18), расчетное логарифмическое абсолютное значение коэффициента отражения напряжения входного порта |S₁₁| составляет –5,94 дБ.

Это значение было проверено путем измерения |S₁₁|_{дБ} в зависимости от частоты. Результат измерения показан на рисунке 14.

Маркер на частоте 13,56 МГц отмечает, что $|S_{11}|_{д5} = -5,92$ дБ. Для улучшения согласования необходимо подстроить, по крайней мере, один из согласующих конденсаторов.

Подгонка согласующих конденсаторов путем моделирования

Чтобы определить, какой из согласующих конденсаторов следует подстроить, исследуется влияние обоих конденсаторов C_A и C_B на $|S_{11}|$ и Z_{IN} путем моделирования развертки параметров.

На рисунке 15 показана диаграмма Смита для $|S_{11}|$ в зависимости от $C_{\rm A}$ и $C_{\rm B}$ на частоте 13,56 МГц.



Рис. 14. Измерение логарифмического абсолютного значения коэффициента отражения напряжения на входе в зависимости от частоты



Рис. 15. Моделирование зависимости $|S_{11}|$ от $C_{\rm A}$ и $C_{\rm B},$ показанных на диаграмме Смита

Развертка параметра C_8 меняется с 300 до 370 пФ с шагом 0,7 пФ, т. е. отклонение от номинального значения 337 пФ составляет 10%, а развертка параметра C_A меняется с 23 (левая кривая) до 70 пФ (правая кривая) с шагом 2,5 пФ, что составляет 50% от номинального значения 47 пФ. На рисунке 15 маркер m3 отмечает требуемую точку согласования 50 Ом, которая находится на кривой $C_A = 45,3$ пФ. Красным отрезком помечен допустимый диапазон значений емкости C_A , а синей линией – разность между C_A и C_B . Таким образом, вместо измеренного значения импеданса (обозначенного маркером m4) следует воспользоваться скорректированной величиной.

На отметке m4 значение $C_{\rm B}$ составляет 322 пФ, что на 15 пФ меньше значения 337 пФ, которое достигается на действительной оси диаграммы Смита. Это значит, что к $C_{\rm B}$ следует добавить конденсатор емкостью 15 пФ, чтобы достичь требуемой точки согласования. На согласующую тестовую плату (см. рис. 12) в качестве $C_{\rm B3}$ и $C_{\rm B6}$ были установлены два конденсатора по 15 пФ (один – в качестве $C_{\rm B3}$ и один – как $C_{\rm B6}$) (номер компонента: WE 885012006052). После установки измерение было повторено; его результаты показаны на рисунках 13–14. Полученные данные представлены на рисунках 16–17. Измерение показывает, что параметр $|S_{11}|_{\rm A6}$ изменился с –5,92 дБ до значения –26,1 дБ на частоте 13,56 МГц за счет оптимизации $C_{\rm B}$.

Подгонка согласующей емкости расчетным путем

 Поставим измеренное значение Z_{IN}' (например, 22,4 Ом + + j27,7 Ом) в уравнение (16) и решим уравнение для Z_{IN}:

$$\begin{split} Z_{\rm IN} = & \frac{4 j w L_0 - 2 Z_{\rm IN}^{'}}{j w C_0 Z_{\rm IN}^{'} - 2 + 2 w^2 C_0 L_0} = R_{\rm S} - j X_{\rm S} = \\ & = \left(87, 18 - j70, 95\right), {\rm Om} \end{split}$$

 Вставим мнимую часть (X_s = 70,95 Ом) и действительную часть (R_s = 87,18 Ом) импеданса Z_{IN}, вычисленную с помощью уравнения (19), в уравнения (8–9) и вычислим X_{A1,2} и X_{B1,2}.

Получаем следующие результаты:

$$\begin{split} X_{B1} &= -73 \text{ Om}; \\ X_{B2} &= -54,74 \text{ Om}; \\ X_{A1} &= -489 \text{ Om}; \\ X_{A2} &= 347,27 \text{ Om}. \end{split}$$

Используем уравнение (14), чтобы вычислить соответствующие значения С_{A1,2} и С_{B1,2}:

$$C_{B1} = 322 \text{ n}\Phi;$$

 $C_{B2} = 429 \text{ n}\Phi;$
 $C_{A1} = 48 \text{ n}\Phi;$
 $C_{A2} = -67 \text{ n}\Phi.$

Поскольку $\mathsf{C}_{\mathtt{A2}}$ – отрицательная величина, емкости $\mathsf{C}_{\mathtt{B2}}$ и $\mathsf{C}_{\mathtt{A2}}$ в расчет не принимаются.

 Определяем разницу между полученными значениями С_A и С_B и их расчетными или смоделированными величинами. Расчетные значения (см. выше) С_A и С_B:

Значения С_A и С_B, определенные путем измерения в предыдущем разделе, следующие:

Разница значений между расчетными и измеренными значениями емкостей:

$$\Delta C_A = C_{A, pacy} - C_{A, MM} = 45 \ m \Phi - 48 \ m \Phi = -3 \ m \Phi;$$

 $\Delta C_{B} = C_{B, pacy} - C_{B, MM} = 337 \text{ n}\Phi - 322 \text{ n}\Phi = 15 \text{ n}\Phi.$

Поскольку выходная цепь является дифференциальной, в согласующую цепь следует установить два конденсатора С_{вз} и С_{в6} емкостью по 15 пФ (см. рис. 12).

выводы

Итак, в статье были рассмотрены вопросы согласования антенны WE NFC с ИС NFC. Мы выполнили расчет согласующих реактивных сопротивлений и определили добротность. Кроме того, были проанализированы разные участки дифференциальной выходной цепи, установлены размеры отдельных компонентов фильтра и эквивалентных компонентов антенны. Наконец, была получена дифференциальная выходная схема, а емкости конденсаторов подогнаны так, чтобы улучшить согласование.

ЛИТЕРАТУРА

1. C. Bowick. RF Circuit Design. 2nd Revised edition. Newnes. 2007.

2. K. Cartwright. Non-Calculus Derivation of the Maximum Power Transfer Theorem. Technology Interface. 8 (2). 2008.

3. M. Roland. Automatic Impedance Matching for 13.56 MHz NFC Antennas. 6th International Symposium on Communication Systems. Networks and Digital Signal Processing. 2008.

4. Würth Elektronik eiSos. ANP057a. WE-MCA Multilayer Chip Antenna Placement & Matching. Application Note. 2018.

5. T. Baier. Automated Impedance Adjustment of 13.56 MHz NFC Reader Antennas. Master Thesis. 2014.

6. A. Schober, M. Ciacci, and M. Gebhart. An NFC Air Interface coupling model for Contactless System Performance estimation. International Conference on Telecommunications (ConTEL). June 2013.

7. Rohde und Schwarz. Near Field Communication (NFC) Technology and Measurements. White Paper. 2011.

8. NXP Corporation. AN11564. Antenna Design and Matching Guide. Application Note. 2016.

9. Würth Elektronik. Christian Merz and Cem Som. Impedance Matching for Near Field Communication Applications. ANP084. Appendix A.2. Equivalent antenna circuit parameters.



Рис. 16. Измерение зависимости коэффициента отражения от частоты, показанного на диаграмме Смита, после подгонки согласующего конденсатора С_в



Рис. 17. Измерение зависимости логарифмической абсолютной величины коэффициента отражения напряжения на входе от частоты

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 (мА)

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		
Мета	ллогалогенная лампа с керамичесн	кой 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 3	50 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-



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

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. 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

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 светового 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 водои/или пыленепроницаемыми. 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,



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

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 Intracanopy 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. Intracanopy 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 использующиеся 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 годичные 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 использовании 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 растения 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 расходовать энергию, когда это наиболее эффективно и полезно. Например, 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). В то 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 Рг 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 темнокрасном 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 растения 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 процес-



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

сами 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 предоствит 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 оптоэлектронный 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-

0



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 80и 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 _{се}	80 B
Максимальный ток коллектора, I _{се.Р}	50 мА
Максимальный прямой ток диода, I _г	60 мА
Прямое падение напряжения на диоде, V _r (I _r = 10 мА)	1,4 B
Максимальное обратное напряжение диода, V _{REV}	6 B
Входная емкость, С _{IN}	10 пФ
Проходная емкость, С ₁₀ (V = 0 В, 1 МГц)	0,4 пФ
Рабочее напряжение по изоляции, V _{ко} (1 мин, АС)	5 кВ (с.к.з.)
Частота среза, f	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 состоят из инфракрасного светодиода на входной стороне и фототранзистора на выходной. Конструкция и схема оптрона показаны на рис. 5, типовые характеристики приведены в таблице 1. Компланарная 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×*I*_c/*I*_F, и зависит от тока возбуждения *I*_F) во всем диапазоне рабочих температур–55...+110 °С. Оптроны доступны в нескольких конструктивных вариантах исполнения под монтаж в отверстия (THT) и под технологию поверхностного монтажа SMT (рис. 6). Каждый из вариантов выпускается с пятью градациями (индексами биннинга, то есть разбраковки) по СТR 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 не ограниченный по напряжению изоляционный



Рис. 7. Варианты распределения оптронов WL-OCPT серии 816 по группам СТК






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 ссыл ке [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. Соѕто: в борьбе за развивающийся рынок. Часть 2// Компоненты и технологии. 2002. № 1.

3. Akmenkalns I. G., Wilfinger R. J., Wilson A. D. Four terminal electrooptical 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%20 Phototransistor.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 GaNтранзисторов 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 6Вт (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.

Таблица 1. Электрические характеристики

Входное напряжение, В

Выходное напряжение (+), В

Выходное напряжение (-), В

Выходной ток, мА Выходная мощность, Вт

Частота коммутации, кГц**

Принципиальная схема устройства представлена на рис. 2.

Основные особенности:

Номинальное

12

14,9

-3,85

- 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;
- промышленные приводы: инвертор АС мотора;



Примечания. Параметры даны при окружающей температуре +25 °С. *При минимальной нагрузке напряжение ограничивает стабилитрон (PLZ16BHG3H). ** Частота коммутации зависит от тока нагрузки и входного напряжения.

Минимальное

9

14,8

-4,1

3

80

ии зависит от тока нагрузки и входного напряжения. Рис. 1. Внешний вид платы

Максимальное

18

15,6*

-3,75

330

6

360



Эффективность @ V_{in} = 12 В

Рис. 2. Упрощенная принципиальная схема и эффективность при $V_{\rm in\,(nom)}=$ 12 В

- 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 обратноходовую, двухтактную или полумостовую топологию, обеспечивает



Рис. 3. Схема подключения источника питания и драйвера затвора SiC MOSFET

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 плечо) включается, оппозитный ключ уже заблокирован, поскольку для пре-



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)

дотвращения 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 (С_{дs}) и суммы общего сопротивления выключения (R_{q off}) и индуктивности цепи затвора (L_p). Если величина Z_{gs} выше или сопоставима с импедансом С_{дd}, 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_{tb}) 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:

$$P = Q_g \times f_{sw} \times \Delta V_{gs}$$

где: Q_g — общий заряд затвора SiC при перепаде напряжения управления ΔV_{gs}



Рис. 6. Токовые контуры цепи затвора SiC MOSFET от шин питания при включении (слева) и выключении (справа)

(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, ΔV_{qs} = 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_a) емкости затвора (С_q), а при выключении эта емкость разряжается через шину $-V_{ee}$ (рис. 6). Отметим, что при включении и выключении емкость затвора (С_д) 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 ЕМІ

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 СМТІ в свою очередь напрямую зависит от dv/dt, приложенного к выводам SiC MOSFET во время коммутации. Высокое значение СМТІ 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 С_{рt} 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 СМТІ. 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	ΔL/L < 20%	4,5 А (мин.)	
Индуктивность рассеяния	100 кГц, 100 мВ	270 нГн (тип.)	
Межобмоточная емкость	100 кГц, 10 м В АС	7,5 пФ (тип.)	
Изоляция	4000 B AC, 1 c	4000 B AC, 1 мин	
Частичный разряд	1000 Bpk, 5 c; 800 Bpk 15c	10 пКл	
	(1-3):(2:4)	1:1 ±1%	
Коэффициент трансформации	(8–6):(1:3)	1,55:1 ±1%	
	(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 СМТІ 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: деталировка и размеры



Рис. 11. Пример конфигурации измерительного стенда

стандартам безопасности. Трансформатор WE-AGDT 750318131 (рис. 8) в компактном конструктиве ЕР7 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;



ВАРИАНТЫ ТОПОЛОГИИ

Прототип представлен в двух вариантах исполнения платы: двухслойное одностороннее и четырехслойное двустороннее; он также имеет два варианта сборки: со стандартными компонентами и с компонентами, квалифицированными по AEC-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 (СС). 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°С.



Рис. 12. Регулирование по току и напряжению для положительной шины питания



Рис. 13. Регулирование по току и напряжению для отрицательной шины питания



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 (четырехканальный, 350 МГц или больше, был использован Keysight InfiniiVision DSO-X-3034T).

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. 20. Ограничение напряжения 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,



Рис. 22. $\Delta V_{\rm out}$. Положительное напряжение ($V_{\rm in}$ = 12 B; 6 Bт)

Рис. 19. Полная нагрузка 6 Вт (режим ВСМ)



Рис. 21. Затухание звона в точке SW

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. 23. ΔV_{out} . Отрицательное напряжение (V_{in} = 12 B; 6 Вт)







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 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 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 °C (максимальное значение) для увеличения срока службы и повышения надежности системы. Если это требование нарушается, необходимо соответственно уменьшить выходную мощность.

ХАРАКТЕРИСТИКИ ЕМС

Результаты испытаний EMC (рис. 28, 29) с учетом ограничений в соответствии с CISPR 32-Class В приведены ниже для варианта А (рис. 9). Для прохождения теста добавлен входной LC-фильтр и медная плата размером 10×10 см (рис. 30), соединенная с входным заземлением (GND), эквивалентным шасси, как описано ниже. Условия испытаний: *V*_{in} = 12 B, 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;







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

–4 В) 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 (типовое значение);
- обратноходовая схема с регулированием по входу;
- компактный и эффективный: SMDисполнение 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: В;
- дизайн прототипов: TI и ADI.

Область применения

Промышленные приводы инверторов АС-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

Номер серии	V _{in range} ,B	V _{out1} ,B	V _{out2} , B	С _{w_w} , пФ	Максимальная частота, Гц	Рекомендованные ИС	Мощность, Вт
750317893	0 19	15–20	-	6,8	350		3
750317894	9-18	15	-4	7,5		LMC100	
750318207	10.20	15–20	-	8,2		LMS 180	r
750318208	18-30	15	-4	7			2
750318114	0 10	15–20	-	()		170202	<i>.</i>
750318131	9-18	15	-4	0,8		L10302	o

КОМПАКТНЫЙ ИЗОЛИРОВАННЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ ДРАЙВЕРОВ ЗАТВОРОВ SIC MOSFET С ДОПОЛНИТЕЛЬНЫМ КАНАЛОМ

ПО МАТЕРИАЛАМ КОМПАНИИ WÜRTH ELEKTRONIK

В статье рассматривается оптимальная схема вспомогательного изолированного источника питания, обеспечивающего питание драйверов SiC MOSFET.

введение

По мере дальнейшего распространения высоковольтных силовых полупроводниковых компонентов, построенных по карбидокремниевой (SiC) технологии и работающих на частотах переключения выше 100 кГц, ужесточаются требования к управлению их затворами. Помимо требований обеспечить биполярное, положительное и отрицательное управляющие напряжения для драйверов затвора и требований к ЭМС, необходимо учитывать дополнительные ограничения, касающиеся защитной изоляции между стороной высокого напряжения и стороной безопасного очень низкого напряжения (SELV).

Кроме того, от многих приложений требуются небольшие массогабаритные показатели при невысокой стоимости. Оптимальная конструкция изолированного вспомогательного источника питания, обеспечивающего напряжение и ток для управления SiC MOSFET, имеет решающее значение в том, чтобы полноценная система драйверов затвора удовлетворяла требованиям современных SiC-приложений.

ТРЕБОВАНИЯ К УПРАВЛЕНИЮ ЗАТВОРОМ SIC MOSFET

Для полного включения SiC MOSFET обычно требуется, чтобы напряжение на затворе равнялось 15 В и –4 В – для



Рис. 1. Полумостовая топология SiC MOSFET с выделенными паразитными индуктивностями

надежного выключения. Эти величины могут незначительно отличаться в зависимости от производителя устройства. На рисунке 1 показана конфигурация полумоста. Каждому SiC MOSFET требуется независимый каскад драйвера затвора с собственным изолированным источником вспомогательного напряжения. Эти каскады не только обеспечивают независимое управление каждым SiC MOSFET, но и сохраняют небольшую площадь контура тока затвора, сводя к минимуму неблагоприятные эффекты паразитной индуктивности контура и помех заземления, вызванные очень высокими значениями ΔI/Δt при коммутации. В противном случае эти нарушения могут привести к неконтролируемому включению и выключению SiC-прибора, а также к увеличению коммутационных потерь, что отрицательно скажется на рабочих характеристиках и надежности приложения.

ТРЕБОВАНИЯ К ИЗОЛИРОВАННОМУ ИСТОЧНИКУ ПИТАНИЯ ДРАЙВЕРА ЗАТВОРА ДЛЯ SIC MOSFET

В высоковольтных приложениях, использующих SiC MOSFET в режиме жесткой коммутации, гальваническая развязка является стандартным требованием из соображений безопасности и функциональности. В зависимости от области применения используется развязка базового или усиленного вида. Традиционные изолированные схемы драйвера затвора служат изолирующим барьером («мостом»), обеспечивая гальваническую развязку. У некоторых самых новых высокомощных SiC-приборов или модулей питания суммарный заряд затвора достигает 3000 нКл. При увеличении частоты коммутации или мощности нагрузки можно ожидать, что система драйвера обеспечит мощность 6–10 Вт в наиболее требовательных современных и будущих приложениях.

155

Критическим параметром изолированного DC/DC-преобразователя является паразитная емкость С, между двумя сторонами. Она возникает, главным образом, из-за изолированного драйвера затвора и вспомогательного силового трансформатора. Во вспомогательном источнике питания паразитная емкость, в основном, определяется емкостью между первичной и вторичной обмотками трансформатора (т.е. межобмоточной емкостью). Поскольку при переключении самых новых SiC MOSFET скорость нарастания ΔU/Δt составляет 100 кВ/мкс, паразитная емкость барьера величиной 10 пФ вызывает пиковый ток смещения 1 А в соответствии с уравнением (1):

$$I_{\rm p} = C_{\rm p} \cdot \Delta U / \Delta t, \qquad (1)$$

где I_P – ток смещения; C_P – паразитная емкость связи.

При увеличении I_P искажения управляющих сигналов, а также синфазные токи помех, которые влияют на электромагнитную совместимость (ЭМС), могут стать значительными. Паразитную емкость изолирующего барьера минимизируют, чтобы уменьшить эти неблагоприятные эффекты, позволить SiC MOSFET быстро переключаться, повысить с его помощью эффективность, улучшить тепловые характеристики и сократить размеры решения. Рекомендуется, чтобы величина С_P в источнике вспомогательного напряжения не превышала 10 пФ.

РЕШЕНИЕ WÜRTH ELEKTRONIK МОЩНОСТЬЮ ДО 6 Вт

Исходный проект высокопроизводительного изолированного вспомогательного источника питания RD001 от Würth Elektronik (см. рис. 2) отвечает указанным выше требованиям. Перечислим его основные характеристики:

- диапазон входного напряжения:
 9–18 В;
- выходное напряжение: биполярное 15 В/–4 В или униполярное 15–20 В;
- мощность: до 6 Вт;
- эффективность (пик.): до 86% (83% при 6 Вт);
- паразитная емкость связи: менее 7 пФ;
- размеры более чем на 50% меньше, чем у конкурирующих аналогов (Д×Ш×В): 27×14×14 мм;
- вес: менее 4 г;
- базовая изоляция для V_{вus}: 800 В;
- диэлектрическая прочность изоляции первичной/вторичной обмоток: 4000 В (СКЗ).

Помимо обратноходового контроллера от Analog Devices, осуществляющего регулирование по первичной стороне



Рис. 2. Плата исходного проекта Würth Electronics для компактного изолированного DC/DC-преобразователя драйверов затворов SiC MOSFET

(PSR), ключевым компонентом этого исходного проекта является новый силовой трансформатор WE-AGDT-750318131. В нем используется компактный сердечник EP7 со специальным каркасом, оптимизированным согласно следующим требованиям:

- широкий диапазон входного напряжения: 9–36 В;
- высокий ток насыщения: 4,5 А;
- очень низкая межобмоточная емкость (тип.): 6,8 пФ;
- очень низкая индуктивность рассеяния при максимальной эффективности (тип.): 270 нГн;
- готовность к SMD-монтажу Pick&Place;
- путь тока утечки и воздушный зазор (мин.): 5 мм;
- стандарты безопасности: IEC-62368–1, IEC-61558–2-16;
- диэлектрическая прочность изоляции (мин.): 4 кВ АС;
- температурный класс В: 155°С;



Рис. 3. Напряжение положительной и отрицательной шин в зависимости от мощности нагрузки (при V_{IN} (ном.) = 12 B)



Рис. 4. Упрощенная принципиальная схема вспомогательного 6-Вт изолированного источника питания драйвера затвора SiC MOSFET

 квалификация: AEC-Q200 (в процессе).

В серию WE-AGDT входят шесть трансформаторов в компактном исполнении EP7, оптимизированных под соответствующие исходные проекты. Они обеспечивают биполярное (15 В, –4 В) и однополярное напряжения (15–20 В) в диапазоне входного напряжения 9–36 В при максимальной выходной мощности до 6 Вт. Хотя они оптимизированы для SiC-приложений, эти трансформаторы можно использовать для управления IGBT и силовыми MOSFET, а также высоковольтными GaNFET при корректно реализованном стабилизирующем выходном каскаде.

На рисунке 3 показано регулирование выходного напряжения DC/ DC-преобразователей в зависимости от мощности нагрузки и входного напряжения. Видно, что регулирование выходных напряжений для входного напряжения 12 В или выше очень хорошее.

Упрощенная принципиальная схема показана на рисунке 4. Поскольку в ней используется обратноходовой преобразователь LT8302 в токовом режиме, в схеме очень мало компонентов. Выходное напряжение регулируется путем измерения отраженного вторичного напряжения на первичной стороне, благодаря чему устраняется необходимость в третьей обмотке трансформатора или оптроне для обратной связи. Контроллер обеспечивает защиту от перегрузки и короткого замыкания на выходе, что повышает надежность и устойчивость вспомогательного источника питания и минимальную мощность даже при малой нагрузке основного канала. Для поддержания требуемой точности выходного напряжения обычно требуется менее 0,5% от полной выходной мощности, если нагрузка минимальная [1].

Трансформатор обеспечивает необходимую гальваническую развязку между низковольтной первичной стороной и высоковольтной вторичной сторонами.

выводы

Новая серия трансформаторов WE-AGDT от Würth Elektronik вместе с проверенными исходными проектами позволяет легко реализовать очень компактный и эффективный вспомогательный источник питания для драйверов затворов SiC MOSFET мощностью до 6 Вт. Предлагаемая схема предусматривает два рабочих напряжения драйвера затвора, улучшенную развязку с очень низкой емкостью связи между первичной и вторичной сторонами в соответствии со строгими требованиями к ЭМС и диэлектрическую прочность изоляции не менее 4 кВ по постоянному току. Благодаря наличию биполярной и регулируемой униполярной шины выходного напряжения у разработчика имеются широкие возможности по выбору оптимального управляющего напряжения SIC MOSFET.

ЛИТЕРАТУРА

1. Analog Devices data sheet. LT8302/ LT8302–3. Rev. G.

2. Würth Elektronik. Reference design RD001. 6 W Isolated Auxiliary Power Supply for SiC– MOSFET Gate Driver.

3. Brander T., Gerfer A., Rall B., Zenkner H. Trilogy of Magnetics. 5th ed. Waldenburg. 2018.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТРАНСФОРМАТОРА ДЛЯ 15-ВТ ОБРАТНОХОДОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С НЕСКОЛЬКИМИ ВЫХОДАМИ

СУЧЕТАН СВАРУП ВАЙДЬЯНАТХ (Suchethan Swaroop Vaidyanath) ДЖОН ДОРОСА (John Dorosa) Перевод: ВЛАДИМИР РЕНТЮК

Среди источников вторичного электропитания малого и среднего диапазона мощности, в том числе и зарядных устройств, наиболее предпочтительным схемотехническим решением является обратноходовой (flyback) преобразователь, представляющий собой простое, компактное и относительно недорогое решение. В этой статье, представленной в виде перевода технического документа [1], внимание уделено методике разработки трансформатора для обратноходового квазирезонансного AC/DC-преобразователя с несколькими изолированными вторичными обмотками и обсуждению его конструктивных особенностей. В качестве примера приведен серийный трансформатор компании Würth Elektronik, используемый в базовой плате обратноходового AC/DC-преобразователя компании Texas Instruments с тремя выходными напряжениями.

введение

Зарядные устройства нового поколения, используемые в промышленных устройствах, таких как электроинструменты, часто требуют изолированных AC/DC-источников питания. Эти источники должны обладать высокой эффективностью, низким профилем и малым форм-фактором, малой собственной потребляемой мощностью в режиме ожидания и обеспечивать несколько выходных напряжений.

<image>

Рис. 1. Базовая плата обратноходового преобразователя PMP21927: а) вид сверху; б) вид снизу

С этой целью источник питания может быть выполнен на контроллере обратноходового преобразователя UCC28711 от компании Texas Instruments [2]. Преимущества данной микросхемы в том, что она обеспечивает изолированные выходы без помощи ставшей уже традиционной оптронной гальванической развязки в цепи регулирующей обратной связи, что означает меньшее количество компонентов на плате и ее меньшие габариты. Для точного управления выходным напряжением и током контроллер UCC28711 использует информацию, которую получает от вспомогательной обмотки обратноходового трансформатора, а квазирезонансный режим гарантирует минимальные потери на переключение, известные также как коммутационные потери.

Включение силового МОП-транзистора первичной стороны осуществляется в момент минимального напряжения на его стоке (технология valley switching), что уменьшает нагрузку на транзистор, увеличивает эффективность преобразования (КПД) и снижает помехи от работы преобразователя. Контроллер UCC28711 имеет максимальную частоту коммутации 100 кГц и поддерживает контроль пикового тока первичной обмотки в трансформаторе. Для оценки решения компанией Texas Instruments был разработан и предлагается базовый проект обратноходового преобразователя PMP21927 [3], который отличается универсальным диапазоном входного напряжения переменного тока и имеет три изолированных выхода напряжением по 15 В с различной токовой нагрузкой. Внешний вид платы PMP21927 представлен на рис. 1.

Основной выход может быть нагружен до 1 А и обеспечивает КПД более 86%. Два других изолированных выхода могут быть нагружены до 50 мА каждый. Использование регулирования на первичной стороне обычно дает точность стабилизации выходного напряжения на уровне ±5%, при этом, как правило, когда задействовано несколько выходов, использовать такое решение избегают. В предлагаемом в рамках дан-

ной статьи решении, для поддержания напряжения в пределах ±1% независимо от условий перекрестной нагрузки, слаботочные выходы оснащены линейными LDO-стабилизаторами, то есть стабилизаторами с малым собственным падением напряжения на регулирующем элементе (Low DropOut).

Однако если в общем схемотехника решения обратноходового преобразователя с регулирования по первичной стороне понятна, то с точки зрения конструктивного исполнения есть проблемы, и основной из них является трансформатор. Проектирование такого трансформатора часто представляет собой итеративный процесс с множеством постепенных изменений, которые могут повлиять на общую эффективность. Мы сосредоточимся на конструкции обратноходового трансформатора с несколькими изолированными выходами, примененного в базовой плате PMP21927, и обсудим его конструктивные особенности, которые использованы для достижения высокой эффективности при сохранении низкого профиля, что является важным требованием для электроинструментов. В качестве трансформатора на плате РМР21927 компании Texas Instruments использован трансформатор 750318302 компании Würth Elektronik GmbH&Co. KG (далее — Würth Elektronik).

ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ТРАНСФОРМАТОРА ДЛЯ ОБРАТНОХОДОВОГО КВАЗИРЕЗОНАНСНОГО АС/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ МОЩНОСТЬЮ 15 ВТ НА ТРИ НАПРЯЖЕНИЯ

Исходными данными для проектирования трансформатора 750318302 компании Würth Elektronik были приняты:

- диапазон входного напряжения: 85–265 В переменного тока;
- выход 1: 15 В/1 А;
- выходы 2 и 3: 15 В после стабилизации (16,7 В до стабилизации)/50 мА;
- вспомогательный (смещающий)
 выход: 18 B/20 мА;
- рабочая частота преобразователя: 70–80 кГц;
- требования безопасности: по UL60950-1¹ с усиленной изоляцией. Схема обмоток трансформатора представлена на рис. 2.

Максимальный доступный рабочий цикл D_{max} основан на режиме прерывистой проводимости (discontinuous conduction mode, DCM), времени резонанса $t_R = 2$ мкс, целевой частоте переключения при максимальной нагрузке $F_{max} = 80$ кГц и рабочем цикле размагничивания D_{magcc} . Рабочий цикл раз-

магничивания — это рабочий цикл проводимости вторичного диода во время работы с постоянным током, и для контроллеров семейства UCC2871x конструктивно установлен равным 0,425. Все уравнения взяты из общей спецификации на микросхемы контроллеров UCC2871x компании Texas Instruments [4].

Уравнение для максимального рабочего цикла выглядит следующим образом:

$$D_{\max} = 1 - \left(\frac{t_R}{2} \times F_{\max}\right) - D_{maged}$$

Подставляя значения, имеем:

$$D_{\text{max}} = 1 - \left(\frac{2 \times 10^{-6}}{2} \times 80\ 000\right) - 0,425 = 0,495.$$

Схема электрическая принципиальная обратноходового преобразователя PMP21927 приведена на рис. 3.

РАСЧЕТ ОТНОШЕНИЯ ЧИСЛА ВИТКОВ ПЕРВИЧНОЙ И ВТОРИЧНОЙ ОБМОТОК

Поскольку у нас есть три выхода, то для расчета коэффициентов трансформации (то есть отношения числа витков первичной и вторичной обмоток) в качестве отправной точки мы будем использовать максимально нагруженный выход, а именно обмотку II, которая, согласно начальным условиям, должна быть рассчитана на напряжение 15 В и обеспечить ток 1 А.

Обратите внимание, что поскольку задействовано несколько обмоток. то это может быть итеративный процесс. Максимальное соотношение витков первичной и вторичной обмоток, N_{PSI}, рассчитывается при максимальной частоте при полной нагрузке вместе с расчетным временем резонанса DCM, минимальным напряжением на входе конденсатора $V_{\it bulkmin}$, целевым стабилизированным выходным напряжением V_{OCV} = 15 В, прямым падением напряжения на диоде выпрямителя вторичной цепи $V_f = 0,5$ В при токе, близком к нулю, и заданным напряжением компенсации падения напряжения на кабеле на выходных клеммах $V_{ocbc} = 0$:

$$N_{PS1\max} = \frac{D_{\max} \times V_{bulk\min}}{D_{magec} \times (V_{OCV} + V_f + V_{ocbc})}.$$

В результате расчета получаем:

$$N_{PS1\max} = \frac{0,495 \times (85 \times 1,414 \times 0,7)}{0,425 \times (15+0,5+0)} = 6,3.$$

Округлим значение N_{PSImax} до целого и примем его равным 6.



Рис. 2. Схема обмоток трансформатора 750318302 компании Würth Elektronik

РАСЧЕТ СООТНОШЕНИЯ ВИТКОВ ДРУГИХ ВТОРИЧНЫХ ОБМОТОК

Соотношение витков дополнительных вторичных обмоток основано на значении коэффициента трансформации, принятом для базовой вторичной обмотки, и может быть рассчитано с использованием простого соотношения:

$$N_{S2S1} = (V_{outS2} + V_f) / (V_{outS1} + V_f).$$

В результате расчета получаем:

$$N_{S2SI} = (16, 7+0, 5)/(15+0, 5).$$

Соотношение витков вторичной обмотки IV такое же, как и вторичной обмотки III, но с округлением фактических витков в большую сторону до следующего полного витка.

РАСЧЕТ СООТНОШЕНИЯ ВИТКОВ ВСПОМОГАТЕЛЬНОЙ И ВТОРИЧНОЙ ОБМОТОК

Источник питания с запиткой от вспомогательной обмотки используется для измерения напряжения и питания микросхемы контроллера в устоявшемся режиме (в момент включения она запитывается от высокого напряжения первичной стороны). Следовательно, обмотка остается на той же стороне бобины трансформатора, что и его первичная обмотка. Вспомогательная обмотка также работает одновременно с вторичными обмотками. Коэффициент трансформации N_{ASI} рассчитывается с использованием напряжения отключения по UVLO — уровень блокировки питания при пониженном напряжении (under voltage lockout, UVLO) *VDD*_{off} = 7,35 В, которое является одним из важных параметров контроллера устройства, прямого падения напряжения на выпрямительном диоде в цепи его питания V_{fa} = 0,7 В, минимального желаемого выходного напряжения в режиме прямой проводимости (constant current mode, CCM)



и равно V_{OCC} = 6,09 В и учитывает прямое падение напряжения выходного выпрямительного диода V_f = 0,5 В:

$$N_{ASI} = (VDD_{off} + V_{fa}) / (V_{OCC} + V_{f})$$

Итак, мы имеем:

$$N_{ASI} = (7,35+0,7)/(6,09+05).$$

Поскольку на вход питания VDD контроллера подается еще и дополнительная энергия от индуктивности рассеяния трансформатора, это во многих конструкциях трансформаторов позволяет использовать более низкое отношение витков.

РАСЧЕТ ТОКОИЗМЕРИТЕЛЬНОГО РЕЗИСТОРА

Фактическое значение токоизмерительного резистора, выбранное для заданного тока $I_{occ} = 1,3$ А, определяют коэффициент трансформации трансформатора по отношению к первичной и основной вторичной обмоткам (был ранее принят равным 6) и регулирующее напряжение постоянного тока UCC2871x, обозначаемое как V_{ccr} (равное 343 мВ). Поскольку не вся энергия, запасенная в трансформаторе, передается во вторичную обмотку, в расчет должен быть включен коэффициент полезного действия трансформатора. На этапе проектирования мы, для общего коэффициента полезного действия трансформатора $\eta = 0,9$ или 90%, предполагаем индуктивность рассеяния равной 3,5% от индуктивности первичной обмотки, потери в сердечнике и обмотке равными 5% и потери мощности на питание контроллера 1,5%.

Учитывая все вышеперечисленное, получаем:

$$R_{CS} = V_{ccr} \times N_{PS1} \times \frac{\sqrt{\eta}}{2I_{occ}} = 0,343 \times 6 \times \frac{\sqrt{0.9}}{2 \times 1.3} = 0,75 \text{ Om.}$$

Номинальное сопротивление резистора датчика тока выбираем из ряда стандартных значений, соответственно $R_{\rm CS}$ = 0,75 Ом.

РАСЧЕТ ПЕРВИЧНЫХ И ВТОРИЧНЫХ ПИКОВЫХ ТОКОВ

Пиковые токи важны при расчете необходимой индуктивности первичной обмотки трансформатора. Первичный пиковый ток — это просто максимальный порог считывания тока на контроллере $V_{cstmax} = 0,773$ В, деленный на сопротивление датчика тока R_{CS} :

$$I_{ppmax} = V_{ctsmax} / R_{CS} = 0,773 / 0,75 = 1,0307 \text{ A}.$$

Пиковый ток вторичной обмотки I_{spmax} — это пиковый ток первичной обмотки I_{ppmax} умноженный на коэффициент трансформации N_{PSI} трансформатора:

$$I_{spmax} = I_{ppmax} \times N_{PSI} = 1,0307 \times 6 = 6,184$$
 A.

Пиковый ток вторичной обмотки III можно рассчитать с помощью следующего уравнения:

$$L_{S2} = L_P / N_{PS2}^2 = 450/5,42 = 15,432$$
 мкГн,

где $N_{PS2} = N_{PSI}/N_{S2SI} = 6/1,11 = 5,4, а L_P = 450 мкГн — это значение индуктивности первичной обмотки, которое будет рассчитано в следующем разделе.$

При $P_{02} = P_{03} = 16,7 \text{ B} \times 50 \text{ A} = 0,835 \text{ Вт, получаем:}$

$$I_{pkS2} = \sqrt{\frac{P_{02}}{F_{\max} \times L_{S2}}} = \sqrt{\frac{0.835}{80\ 000 \times 15.432 \times 10^{-6}}} = 0.82 \text{ A}.$$

РАСЧЕТ ИНДУКТИВНОСТИ ПЕРВИЧНОЙ ОБМОТКИ ТРАНСФОРМАТОРА

Индуктивность первичной обмотки трансформатора L_P рассчитывается с использованием стандартного уравнения накопления энергии для катушек индуктивности $E = 0, 5L \times I^2$. Требуемые для дальнейшего расчета параметры — это пиковый ток первичной обмотки $I_{pp'}$ максимальная частота переключения F_{max} общая мощность $P_{out} = (15 \ B \times 1 \ A) + 2 \ (16, 7 \ B \times 50 \ A) + (18 \ B \times 20 \ MA) = 17,03 \ Bm$ и КПД трансформатора η :

$$L_{P} = \frac{2P_{out}}{\eta \times I_{ppmax}^{2} \times F_{max}} = \frac{2 \times 17,03}{0,9 \times (1,03)^{2} \times 80\ 000} = 445,9 \text{ MK}\Gamma\text{H}.$$

Выберем $L_P = 450 \ {\rm M}\kappa\Gamma\mu$ с учетом допуска ±10%.

РАСЧЕТ СРЕДНЕКВАДРАТИЧНЫХ ПЕРВИЧНЫХ И ВТОРИЧНЫХ ТОКОВ

Среднеквадратичные токи первичной и вторичной обмоток важны для выбора правильного сечения проводов в трансформаторе. Первичный среднеквадратичный ток *I*_{rmspri} зависит от пикового тока *I*_{pp} и максимального рабочего цикла *D*_{max}:

$$I_{rmspri} = I_{pp\max} \sqrt{\frac{D_{\max}}{3}} = 1,0307 \sqrt{\frac{0,495}{3}} = 0,42 \text{ A}.$$

Уравнение для среднеквадратичного тока вторичной обмотки I_{mssec} зависит от вторичного пикового тока I_{spmax} и рабочего цикла размагничивания D_{maacc} :

$$I_{rmcsec1} = I_{sp \max} \sqrt{\frac{D_{magcc}}{33}} = 6,184 \sqrt{\frac{0,425}{2}} = 2,33 \text{ A}.$$

Среднеквадратичные токи во вторичных обмотках III и IV можно рассчитать с помощью следующих уравнений:

$$I_{dc} = I_{pk} \times (D/2)$$
 и $I_{rsm} = I_{pk} \sqrt{D/3}$.

 $I_{\rm S2}$ и $I_{\rm S3}$ — это максимальные выходные токи после выпрямления, а $D_{\rm effS2}$ — это расчетный рабочий цикл времени выключения для вторичных обмоток III и IV, который определяется как:

$$D_{offS2} = (2I_{S2})/I_{pkS2} = (2 \times 50)/1, 16 = 8,62\%.$$

Поскольку теперь мы знаем пиковый ток и рабочий цикл, то можем рассчитать общий среднеквадратичный ток для обмоток III и IV:

$$I_{rsmsec2} = I_{pkS2} \sqrt{D_{offS2}/3} = 0,082 \sqrt{0,086/3} = 0,14 \text{ A}.$$

ВЫБОР ТИПА СЕРДЕЧНИКА И КОНСТРУКЦИИ БОБИНЫ ТРАНСФОРМАТОРА

Для силовых приложений с частотами преобразования, не превышающими 500 кГц, предпочтительным для сердечников является марганцево-цинковый (Mn-Zn) феррит. Это связано с тем, что он имеет хорошие характеристики при относительной магнитной проницаемости µ, 2000–2500. В этой конструкции для сердечника используется материал ТР4А. Его плотность магнитного потока насыщения *B*_{sat} составляет 390 мТл при +100 °С. В настоящее время коммерчески доступно множество форм сердечников из этого материала, таких как EE, EFD, EP, RM, PQ, ETD и т.д.

При выборе сердечника и катушки требуется учитывать следующие параметры:

- необходимый объем сердечника;
- ограничения по размеру, такие как низкий профиль или ограничения по занимаемой площади;
- необходимость соблюдать стандарты безопасности;

- требования к изоляции (функциональной или усиленной);
- мощность, с которой сердечник может работать на заданной частоте;
- тип монтажа: в сквозное отверстие или поверхностный монтаж;
- вертикальный или горизонтальный корпус;
- количество выводов на бобине.
 Для начала выполним расчет общей мощности P_a:

$$P_{in} = P_{out} / \eta = 17,03/0,9 = 18,092$$
 BT.

Для определения необходимого эффективного объема сердечника *Ve* мы будем использовать приведенное ниже уравнение, взятое из книги «Switching Power Supplies <u>A</u>-Z» [5]:

$$Ve = \frac{31.4 \times P_{inr} \times \mu_r}{z \times f \times B_{sat}^2} \times \left| r \times \left(\frac{2}{r} + 1 \right)^2 \right|$$

Относительная магнитная проницаемость µ, материла сердечника принята равной 2000, а максимальная плотность магнитного потока B_{sat} для обеспечения технологического запаса взята равной 300 мТл. Одно из наиболее важных условий при проектировании трансформатора для обратноходовых преобразователей — не допускать насыщения трансформатора. С этой целью такой трансформатор выполняется с определенным воздушным зазором. Коэффициент воздушного зазора сердечника *z*, определяемый как соотношение $AL_{nogap}/AL_{gappedr}$ принят равным 10, а необходимый для дальнейшего расчета коэффициент пульсаций тока $r = \Delta I/I$ выбран равным 0,4. В результате получаем:

$$Ve = \frac{31,4 \times 18,92 \times 2000}{10 \times 0,08 \times 3000^2} = \left[0,4 \times \left(\frac{2}{0,4}+1\right)^2\right] = 2,37 \text{ cm}^3.$$

Согласно каталогу компании Würth Elektronik [6], объем сердечника в исполнении EFD25 составляет 3,3 см³, а ближайшего к нему, меньшего по размерам сердечника EFD20 — 1,46 см³. Следовательно, для наших целей мы выберем вариант исполнения EFD25, поскольку он соответствует критериям по объему, несколько превышая расчетные 2,37 см³, и другим требованиям, таким как низкая высота профиля, удлиненная конструкция, что позволит выполнить требования по соответствию стандартам безопасности, и наличие 12 контактов, необходимых нам для организации выходов.

РАСЧЕТ ПРОВОДОВ ТРАНСФОРМАТОРА И КОНСТРУКТИВНОГО ИСПОЛНЕНИЯ ТРАНСФОРМАТОРА

Основываясь на тепловых соображениях, выбираем плотность тока $J = 10 \text{ А/мм}^2$, как это рекомендуется в книге [7] и ряде других публикаций (по опыту автора, перевода для снижения температуры обмотки и уменьшения нагрева трансформатора сечение проводов все же лучше выбирать в пределах 4,5–5 мм²). Соответственно, сечение проводов для первичной обмотки выбирают следующим образом:

$$I_{rms\,pri}/J = 0,42/10 = 0,042 \text{ MM}^2$$

с эквивалентным минимальным диаметром 0,23 мм. Для вторичной обмотки имеем:

$$I_{rms\,sec}/J = 2,33/10 = 0,233 \text{ MM}^{2}$$

с эквивалентным минимальным диаметром 0,54 мм.

Для эффективного использования меди нам нужно выбрать диаметр проволоки меньше, чем двойная глубина скинэффекта. Глубину скин-слоя при +100 °С в миллиметрах можно рассчитать следующим образом:

Глубина скин-слоя = $76/\sqrt{f} = 76/\sqrt{80\,000} = 0,269$ мм.



Рис. 4. Схема размещения обмоток трансформатора исполнения 750318302 компании Würth Elektronik

Диаметр проволоки должен быть не более двойной толщины скин-слоя, или 0,538 мм. Принимая во внимание все эти параметры, для первичной (I) и вспомогательной (V) обмоток выбираем провод диаметром 0,32 мм (28 AWG). Для вторичной обмотки (II) выбран провод диаметром 0,53 мм (23,5 AWG). Более толстая проволока предпочтительна, поскольку обеспечивает меньшее сопротивление. Для слаботочных вторичных обмоток III и IV выбран провод диаметром 0,10 мм (38 AWG).

Поскольку на первичной стороне больше витков, первичная обмотка разделена, что позволяет улучшить индуктивную связь и уменьшить общую индуктивность рассеяния. Сначала наматывается половина первичной обмотки (I), затем вторичная обмотка (II), рассчитанная на 15 В/1 А, и обе слаботочные вторичные обмотки (II и IV) на 16,7 В/50 мА. Далее наматывается вспомогательная обмотка (V) и, наконец, вторая половина первичной обмотки (I). Каждая обмотка разделена слоями изолирующей ленты. Кроме того, на трех вторичных обмотках используется провод с тройной изоляцией, а стандартный обмоточный провод предусмотрен только на первичной и вспомогательной обмотках. Конструктивное решение размещения обмоток представлено на рис. 4.

Такой вариант размещения и варианты проводов выбраны по двум причинам. Во-первых, это позволяет снизить затраты, поскольку медный провод с тройной изоляцией, в технической литературе и у поставщиков часто называемый TIW (triple insulated wire), дороже, чем обмоточный провод, и на вторичных обмотках меньше витков, так что они лягут в один слой. Вторая причина — снижение общей заполняемости. Пути утечки и зазоры соответствуют требованиям стандарта UL60950-1 для усиленной изоляции при рабочем напряжении 265 В среднеквадратического значения, категории перенапряжения II и степени загрязнения окружающей среды 2. Лак используется для закрепления сердечника и обмоток на месте и предотвращения попадания влаги в трансформатор. Лак также улучшает теплопроводность, способствуя передаче тепла от обмоток наружу, и помогает поддерживать диэлектрические свойства. (Исходя из собственного опыта проектирования трансформаторов для обратноходовых преобразователей, могу заметить, что вторичные сильноточные обмотки целесообразно выполнять не толстым одножильным проводом, а свитым проводом из изолированных тонких проводников. Такую обмотку значительно легче наматывать и паять. Кроме того, для уменьшения уровня излучаемых электромагнитных помех поверх собранного трансформатора целесообразно установить замкнутый экран из медной или латунной фольги, подключив его к заземлению на печатной плате. Однако здесь, чтобы не нарушить требования по безопасности, необходимо проявлять известную осторожность. — Прим. пер.).

ОЦЕНКА ПОТЕРЬ

Потери в сердечнике можно оценить с помощью рис. 5. Поскольку в этом приложении используется однополярный сигнал, а диаграмма, приведенная на рис. 5, применима к биполярным сигналам с Bmax в качестве размаха от пика до пика,

то для того, чтобы использовать графики, мы должны разделить плотность магнитного потока пополам.

Ранее мы выбрали максимальную плотность магнитного потока для сердечника 300 мТл. Разделив это значение пополам, получим 150 мТл. С использованием кривой для 100 кГц на рис. 5 при 150 мТл приблизительные потери в сердечнике на единицу объема составляют 150 мВт/см³ (мВт/см³ — это то же самое, что и кВт/м³ в масштабе 10⁻⁶. — *Прим. пер.*). Умножив это значение на объем сердечника корпуса EFD25, равный 3,306 см³, получим приблизительные потери в сердечнике:

$$P_{core} = 150 \times 3,306 = 496$$
 мВт.

Резистивные потери в меди можно оценить с помощью простой формулы $I_{rms}^2 \times DCR$. Среднеквадратичные токи рассчитывались ранее, а значения DCR (этот параметр более известен как RDC — сопротивление по постоянному току) рассчитываются на основе средней длины витка, площади сечения и удельного сопротивления провода ρ при рабочей температуре, но для меди и небольшой длины провода обмотки можно брать табличное значение при температуре +25 °C, а именно $\rho = 0,0175$ Ом·мм²/м. Кроме того, можно использовать данные по конкретному типу провода, для которого дается его погонное сопротивление. Итак, имеем:

$$P_{CU} = P_{pril} + P_{pri2} + P_{sec1} + P_{sec2} + P_{sec3} + P_{AUX}$$

где P_{CU} — это полные потери в проводах обмоток; P_{pril} — потери в первой половине первичной обмотки; P_{pri2} — потери во второй половине первичной обмотки; P_{secl} — потери во вторичной обмотке II; P_{sec2} — потери во вторичной обмотке III; P_{sec3} — потери во вторичной обмотке IV; P_{AUX} — потери во вспомогательной обмотке V.

В итоге имеем:

$$\begin{split} P_{CU} &= (0,422 \times 0,29) + (0,422 \times 0,29) + \\ &+ (2,332 \times 0,031) + 2 \times (0,22 \times 1,038) + \\ &+ (0,0312 \times 0,017) = 381 \text{ MBT}. \end{split}$$

При этом общие потери в трансформаторе составят $P_{losses} = P_{core} + P_{CU} = 887$ мВт. Соответственно, КПД трансформатора можно рассчитать как:

$$\eta = 1 - (0,877/17,03) = 94,85\%.$$

НАГРЕВ ТРАНСФОРМАТОРА

Простую и быструю оценку повышения температуры трансформатора можно сделать, посмотрев значение R_{ih} сердечника, которое представляет повышение температуры при потерях на 1 Вт. Для сердечника EFD25 R_{ih} = 30 K/Вт. Умножение на общие потери дает превышение температуры окружающей среды:

$$T_{rise} = R_{th} \times P_{losses} = 30 \times 0,877 = 26,31 \text{ °C}.$$

ТЕСТИРОВАНИЕ И ГРАФИКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ

Общая эффективность базовой платы измерялась при полной нагрузке на основной выход 15 В. Два других выхода 15 В с нагрузкой до 50 мА стабилизировались по напряжению с помощью LDO-стабилизаторов TLV76015DBZR. Данные по КПД платы для входа 120 В переменного тока приведены в таблице 1, а графики общей эффективности представлены на рис. 6. Данные по КПД платы для входа 230 В переменного тока приведены в таблице 2, а графики общей эффективности представлены на рис. 7.



Рис. 5. Плотность магнитного потока в зависимости от потерь в сердечнике для материала ТР4А. Обратите внимание, что единицы потерь в сердечнике, для того чтобы привести их к мВт/см³, нужно масштабировать на 10⁻⁶

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Первоначально при расчетах конструкции, учитывая потери индуктивности рассеяния 3,5%, потери в сердечнике и обмотке 5% и потери мощности смещения 1,5%, мы предполагали, что КПД трансформатора составит 90%. По расчетам было получено 5,15% потерь в сердечнике и обмотках постоянного тока. На практике в сердечнике и обмотке было получено 6,5% потерь, включая потери в обмотке по переменному току, которые мы не рассчитывали. Так что положенный в основу на этапе проектирования при расчете для трансформатора обратноходового преобразователя с тремя выходами КПД = 90% — это правильный подход, который дал хороший результат. Однако

аблица 1	. Данные	по КПД для	входа 120 Е	В переменного	ток
----------	----------	------------	-------------	---------------	-----

Мощность по входу Р _{ім} , Вт	Выходное напряжение V _{оυт} , В	Выходной ток І _{оит} , А	Мощность по выходу Р _{оит} , Вт	кпд	Потери мощности Р _{Loss} , Вт
0,843	15,0487	0,0445	0,6697	79,44	0,1733
4,3555	15,024	0,25	3,756	86,24	0,5995
8,6366	15,0336	0,498	7,4867	86,69	1,1499
13	15,0309	0,749	11,2581	86,6	1,7419
17,3	15,0361	1	15,0361	86,91	2,264



Рис. 6. График общей эффективности платы при входном напряжении 120 В переменного тока 163

СБОРНИК ТЕХНИЧЕСКИХ <u>СТАТЕЙ WÜRTH ELEKTRONIK 2019–2021 г.</u>

Таблица 2. Данные по КПД для входа 230 В переменного тока

Мощность по входу Р _№ , Вт	Выходное напряжение V _{оυт} , В	Выходной ток І _{оυт} , А	Мощность по выходу Р _{оит} , Вт	кпд	Потери мощности Р _{Loss} , Вт
0,916	15,041	0,0451	0,6784	74,06	0,2376
4,4599	15,0265	0,25	3,7566	84,23	0,7033
8,6973	15,0237	0,498	7,4818	86,02	1,2155
13	15,0385	0,748	11,2488	86,53	1,7512
17.3	15.0427	0,999	15.0276	86,87	2.2724

все же следует учитывать потери по переменному току и коэффициент заполнения бобины.

Как упоминалось ранее, создание такого трансформатора итеративный процесс, но приведенные в статье рекомендации должны уменьшить количество итераций и дать оптимальное решение примерно за два подхода. На системном уровне эта конструкция трансформатора для обратноходового AC/ DC-преобразователя с несколькими выходами и мощностью 15 Вт с учетом потерь переключения и потерь на других компонентах, например на входном выпрямителе и дорожках печатной платы, позволила достичь общего КПД более 86%. Полный анализ приведен в документе компании Texas Instruments [8], доступном со страницы [3], с нее же можно загрузить и файлы для проектирования, что поможет создавать уже свои варианты блока питания.

ЛИТЕРАТУРА

1. Vaidyanath S. S., Dorosa J. 15W Multi Output Offline Flyback Transformer. www.we-online.com/web/en/electronic_components/ produkte_pb/application_notes/anp094_15wmultioutputofflineflyb acktransformer.php

2. UCC28711 Constant-voltage, constant-current PWM with PSR, valley switching, NTC option, and 0-mV cable comp. www.ti.com/product/UCC28711



Рис. 7. График общей эффективности платы при входном напряжении 230 В переменного тока

3. 15-W multi-output off-line flyback reference design PMP21927. www.ti.com/tool/PMP21927#technicaldocuments

4. UCC2871x Constant-Voltage, Constant-Current Controller With Primary-Side Regulation. NOVEMBER 2012 — REVISED JUNE 2017.

www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc28710.pdf

Maniktala S. Switching Power Supplies A-Z. 2nd ed. Oxford, Newnes, 2012.
 Würth Elektronik, Custom Capabilities Catalog.

www.we-online.de/katalog/en/cm
7. Sha Z. et al. Optimal design of switching power supply. Singapore, Wiley, 2015

8. Test Report: PMP21927. 15-W Multi-Output Off-Line Flyback Reference Design. Texas Instruments Incorporated, 2019.

ИЗОЛИРОВАННЫЙ СИЛОВОЙ МОДУЛЬ MAGI³С ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ 24-В ПРОМЫШЛЕННОЙ ШИНОЙ

ТИМУР УЛУДАГ (TIMUR ULUDAG), МЕНЕДЖЕР ПО ПРОДУКЦИИ, WÜRTH ELEKTRONIK EISOS

В статье рассматриваются вопросы обеспечения питания от 24-В шины для промышленной управляющей системы с помощью изолированных модулей DC/DC-преобразователей.

Каждому блоку промышленной управляющей системы требуется напряжение питания. Поскольку такие блоки составляют лишь небольшую часть оборудования, при выборе подходящего источника питания учитывается множество параметров. При проектировании DC/DC-преобразователя разработчику необходимо получить ответы на следующие вопросы: 1) диапазон входного и выходного напряжений; 2) необходимая мощность.

Мы кратко остановимся на рассмотрении некоторых основных ключевых параметрах.

выбор изолированного силового модуля

Следующие приложения являются типовыми для промышленных предприятий, к которым относятся заводы по розливу, прокатные станы, конвейерные ленты и печатные станки:

- гальваническая изоляция интерфейса/шины: RS232, RS485, CAN, Interbus, Profibus;
- гальваническая изоляция цифровых схем;
- питание изолированных усилителей, АЦП;
- измерения и сбор данных.

У всех этих приложений – одна общая черта: входное напряжение питания изолировано от напряжения шины. Зачем гальванически изолировать питание от шины или коммутационных компонентов в целом? Гальваническая развязка предотвращает отказы, которые могут передаваться от источника питания на шину и нарушать ее работу. На рисунке 1 с типовым применением изолированного силового модуля показана настройка связи по интерфейсу RS485 с основными функциональными блоками.

0

СИЛОВЫЕ МОДУЛИ МАСІЗС

165

Функциональные блоки для гальванической развязки

Блок микроконтроллера (МК) предоставляет данные приемопередатчику RS485 и принимает их от него. Блок гальванической развязки сигналов обеспечивает изоляцию с помощью оптронов. Гальваническая развязка заземления между блоком изоляции сигналов и приемопередатчиком достигается с помощью силовой развязки – модуля DC/DC-преобразователя.

Широкий диапазон напряжений – расширенная область применения

На протяжении нескольких десятилетий в качестве типичного промышленного диапазона входного напряжения используется 8–42 В. Такой выбор обусловлен двумя причинами. Во-первых, он отвечает требованиям существующих стандартов, например IEC61131–2 для программируемых логических контроллеров (ПЛК). Во-вторых, опыт эксплуатации источников



Рис. 1. Типичное применение гальванически изолированного силового модуля



Рис. 2. Промышленный диапазон напряжения в зависимости от типов преобразователей

электропитания и условия монтажа подтверждают правильность выбора этого диапазона напряжения. Заметим, что наиболее часто используемые напряжения шины 12 и 24 В как раз относятся к этому классическому диапазону.

Как правило, в промышленности применяются изолированные преобразователи 2:1 и 4:1 для покрытия широкого диапазона входного напряжения 8–42 В (см. рис. 2). Первое число в обозначении 2:1 или 4:1 определяет коэффициент, который умножается на минимальную величину входного напряжения, определяя максимальное значение диапазона напряжения. Например, у преобразователя 2:1 с минимальным значением входного напряжения 4,5 В входной диапазон составляет 4,5–9 В.

Если требуется другой диапазон напряжения, выбирается модуль иного типа. Ни один из широко предлагаемых модулей 2:1 и 4:1 не работает во всем промышленном диапазоне напряжения. Модуль 5:1 в корпусе SIP-8 от Würth Elektronik функционирует во всем промышленном диапазоне 8–42 В. Если учесть также, что диапазон регулируемого выходного напряжения составляет 3,3–6 В, преимущества этого модуля станут еще более очевидными. Он может работать с широко распростра-

ненными приложениями с интерфейсами CAN или RS485, где требуются изолированные преобразователи мощностью 1 Вт с выходным напряжением 3,3 или 5 В.

Для питания приложения напряжением 3,3 или 5 В необходимы силовые модули двух типов. Модуль 5:1 в корпусе SIP-8 с регулируемым выходным напряжением и широким диапазоном входного/выходного напряжений позволяет сократить количество преобразователей разных типов, а также число схемных решений, которые необходимо разработать, сконфигурировать, протестировать, подтвердить на соответствие допустимым уровням ЭМП.

ГРАНИЦЫ ДИАПАЗОНА ВХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Общие понятия

Для дальнейшего рассмотрения полезно иметь общее представление о том, какие напряжения используются в промышленном приложении и почему. Между отдельными частями таких приложений проходят длинные соединительные линии. Во многих случаях длина этих линий достигает десятков метров.



Рис. 3. Базовая структура электропитания промышленного предприятия

На рисунке 3 показана базовая структура промышленного предприятия. В настоящее время электроснабжение осуществляется через стойки с импульсными источниками питания или трансформаторными блоками питания. Источники питания с трансформаторами все еще часто применяются в приложениях достаточно высокой мощности. Отдельные части приложений питаются по шине постоянного тока. На местах эксплуатации каждая отдельная электрическая нагрузка подключается через распределительные линии к напряжению 24 В. Легче генерировать 24 В в централизованной стойке и обеспечивать питание через шину постоянного тока, чем распределять опасные 230 или 400 В переменного тока. В результате также уменьшается количество раздельных источников питания.

В этой структуре на напряжение шины постоянного тока влияют три основных фактора:

- напряжение от источника питания;
- помехи на шине постоянного тока из-за параллельно проложенных кабелей;
- падение напряжения из-за протекания тока.

Чтобы понять, как определяется нижний предел напряжения, рассмотрим падение напряжения из-за тока.

МИНИМАЛЬНОЕ ВХОДНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ — НИЖНИЙ ПРЕДЕЛ

Обычно поперечные сечения кабелей для шины постоянного тока выбираются исходя из опыта и грубой оценки с помощью таблиц. Заметим, что обычно кабели имеют конструктивное ограничение, позволяющее избежать их перегрева. Это значит, что падение напряжения на соединительной линии в большинстве случаев не принимается в расчет. В свою очередь, оно определяется разницей в уровнях напряжения между выходным напряжением источника питания V_{оит} и входным напряжением системы +V_{IN}.

Для лучшего понимания приведем числовой пример расчета с реальными значениями параметров, которые используются на промышленном предприятии:

- напряжение шины: 24 В;
- ток (ном.): 4 А;
- длина соединительной линии I: 60 м;
- площадь поперечного сечения S: 0,75 мм²;
- удельное сопротивление : 0,0172 Ом⋅мм²/м.

Для расчета электрического сопротивления воспользуемся формулой (1):

$$R = \varrho \cdot I/S = 0,0172 \text{ Om} \cdot \text{Mm}^2/\text{M} \cdot 60 \text{ m}/0,75 \text{ Mm}^2 = 1,376 \text{ Om}.(1)$$

Для расчета падения напряжения на соединительных линиях умножим ток, протекающий через сопротивление кабеля, на величину сопротивления при постоянном токе R (2):

$$V = 4 A \cdot 1,376 \text{ Om} = 5,504 \text{ B}.$$
 (2)

Таким образом, на питающем входе приложения, например ПЛК, не обеспечивается номинальное напряжение, т. к. на этот контроллер подается напряжение величиной всего 24–5,5 В = 18,5 В. В соответствии с требованиями стандарта на ПЛК IEC 61131–2, диапазон входного напряжения питания установлен равным 19,2–30 В. При напряжении питания 18,5 В произойдет отключение контроллера при пониженном напряжении, и он прекратит работу.

Нижний предел рабочего напряжения 8 В для модуля в корпусе SIP-8 позволяет не считаться с падением напряжения в соединительных проводах и установить прибор достаточно далеко от стойки. Кроме того, для защиты от падения входного напряжения ниже 9 В в типовом приложении с напряжением 9 В можно установить цепь обнаружения пониженного напряжения.

МАКСИМАЛЬНОЕ ВХОДНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ — ВЕРХНИЙ ПРЕДЕЛ

Для определения максимального входного напряжения рассмотрим функциональные блоки промышленного предприятия (см. рис. 3): источник электропитания, шину постоянного тока и электрические нагрузки. На сам источник электропитания, например трансформаторный источник питания без последующей схемы стабилизации, подается 3-фазное напряжение величиной 380 В АС –15%/+20%; при этом возможно, что напряжение на шине постоянного тока отличается от номинального 24 В. Следует учитывать колебания входного напряжения при отключении нагрузки, например электродвигателей переменного тока, подключенных к этим же линиям переменного тока.

Напомним, что и нагрузки подключаются к источнику питания через шину постоянного тока с помощью кабеля длиной около 10 м. Кабель может работать как антенна, принимая помехи от соседних импульсных нагрузок, например от преобразователей частоты. Эти помехи могут распределяться по всей шине постоянного тока и поступать в каждое подключенное приложение. Кроме того, подключение разных нагрузок со стороны входа к одной и той же шине постоянного тока может привести к взаимодействию. Например, в результате индуктивной связи появляются скачки напряжения из-за переходных процессов и броски питания при сбросе или набросе нагрузки. Максимальное значение входного напряжения определяется двумя факторами.

К первому из них относится технически возможное значение максимального выходного напряжения источника питания, а ко второму — максимальное пиковое напряжение на входном защитном элементе приложения с номинальным напряжением 24 В.

Каждый импульсный или трансформаторный источник питания имеет один или несколько выходных электролитических конденсаторов для стабилизации и фильтрации выходного напряжения (см. рис. 3). Номинальное напряжение этих конденсаторов составляет 35 В при номинальном выходном напряжении 24 В. В стандарте IEC 60384–4, разд. 4.14, определены пиковые напряжения и их частота на протяжении всего срока службы электролитического конденсатора, которые не наносят ему видимых повреждений или не вызывают изменения емкости более чем на 15%. Стандарт устанавливает, что допустимое пиковое напряжение в 1,15 раза превышает номинальное. Таким образом, в случае если номинальное напряжение равно 35 В, допустимое пиковое напряжение конденсатора не должно быть больше 40,25 В.

Для защиты входа приложения от переходных перенапряжений обычно используются ограничители бросков напряжения (TVS), или супрессоры. Диод отводит ток от нагрузки для ее защиты при возникновении высоковольтного импульса перенапряжения, превышающего напряжение пробоя V_{BR}. Супрессор ограничивает всплеск напряжения уровнем V_{Clamp}.

Рассмотрим несколько рекомендаций для защиты 24-В приложения от переходных процессов можно воспользоваться следующими.

Диод TVS начинает проводить при максимальном обратном напряжении V_{RMW}, при этом ток незначителен и составляет всего несколько мкА. Следовательно, номинальное рабочее напряжение нагрузки и ее допустимое напряжение должно быть выше V_{RMW}. Для шины с номинальным напряжением 24 В принятым значением напряжения супрессора от Würth Elektronik является 26 B V_{RMW}. Если напряжение переходного процесса достигает величины V_{RMW} но начинает проводить ток 1 мА.

Поскольку у супрессоров допустимые значения напряжения пробоя указываются производителем в определенном интервале между минимальной и максимальной величинами, невозможно точно определить точку срабатывания. В нашем примере с V_{RMW} равным 26 В диапазон срабатывания составляет 28,9–31,9 В. Диод в состоянии ограничивать максимальное



Рис. 4. Режимы повышения мощности

напряжение V_{Clamp}, проводя при этом максимально допустимый ток I_{Peak}. У TVS-диода с обратным напряжением V_{RMW} равным 26 В напряжение V_{clamp} обычно составляет 42,1 В. Сравнивая TVS-диоды от разных производителей, можно заметить, что все типовые значения этих супрессоров находятся примерно в одном диапазоне.

TVS-диод защищает модуль DC/DC-преобразователя в 24-В системе от выбросов, превышающих абсолютные максимальные значения V_{INMAX}. Как правило, чем выше это значение, тем проще разработать приложение с использованием супрессора и входного фильтра. Из этого следует, что труднее найти корректно работающий супрессор, если номинальное рабочее входное напряжение близко к максимальному входному напряжению модуля V_{INMAX}.

Наконец, величина 42 В, выбранная в качестве максимального рабочего входного напряжения V_№ изолированного силового модуля в корпусе SIP-8, является подходящим значением, обеспечивающим устойчивость к воздействию напряжения в переходных процессах в диапазоне 40,25–42,1 В.

ДИАПАЗОН ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

3,3 В и 5 В являются стандартными значениями напряжения питания ИС в промышленных приложениях по управлению, к которым относятся:

- гальваническая изоляция интерфейсов/шины RS232, RS485, CAN, Interbus, Profibus;
- гальваническая изоляция цифровых схем;
- питание изолированного усилителя или АЦП;
- измерение и сбор данных.

Широко распространенные на рынке изолированные силовые модули обеспечивают фиксированное выходное напряжение.

Изолированный модуль DC/DC-преобразователя в корпусе SIP-8 обеспечивает регулируемый диапазон напряжения, поскольку в некоторых случаях требуется установить выходное напряжение немного выше номинального рабочего напряжения нагрузки, чтобы повысить устойчивость, например, к кратковременным посадкам напряжения, что позволяет уменьшить емкость сглаживающего конденсатора.

РЕЖИМЫ ПРЕВЫШЕНИЯ МОЩНОСТИ

На промышленном предприятии происходит взаимное влияние источников питания, нагрузок и помех. Поскольку многие параметры трудно рассчитать, они могут измениться в процессе реализации. Важным параметром является мощность для питания нагрузки. Чтобы ее можно было при необходимости повысить, требуется обеспечить гибкость разрабатываемого приложения.

Функция повышения мощности позволяет увеличить выходную мощность силового модуля до значения выше номинального как в статическом, так и в динамическом режиме. В первом случае дополнительная мощность подается в течение продолжительного времени. В динамическом режиме функция усиления обеспечивает даже кратные значения номинальной мощности за ограниченное время. При этом требуются периодические циклы охлаждения.

Благодаря функции повышения номинальной мощности расширяются возможности применения силового модуля, с помощью которых обеспечивается:

- непредусмотренное увеличение нагрузки (см. рис. 4) [1];
- постоянная зарядка емкостных нагрузок без просадки напряжения (см. рис. 4) [2];
- резервное питание для кратковременного повышения энергопотребления приложения;
- срабатывание предохранителей на входе подключенных устройств в случае перегрузки (более высокий ток для безопасного отключения; см. характеристику срабатывания предохранителя на рисунке 4) [3].

С учетом всех этих требований был разработан модуль VISM 17791063215 в корпусе SIP-8 серии Fusion. Этот новый модуль Magl³C, работающий с напряжениями шины 9/12/24 и 36 В в очень широком диапазоне входного напряжения 8–42 В, функционально представляет собой изолированный DC/DC-преобразователь с ИС для ШИМ-управления, силовым каскадом, трансформатором, входными и выходными конденсаторами.

Точно стабилизируемое выходное напряжение настраивается в диапазоне 3,3–6,0 В. Выход модуля постоянно защищен от короткого замыкания. 1-Вт модуль питания обеспечивает тройную мощность, превышающую номинальную, с помощью функции Power Boost. Таким образом, осуществляется питание приложений с пиковой потребляемой мощностью до 3 Вт. Выводы ВКЛ./ВЫКЛ. превращают модуль в источник питания с дистанционным управлением. Благодаря своим уникальным функциям этот модуль предназначен для таких приложений как питание интерфейсов, микроконтроллеров, систем промышленного управления и контрольно-измерительного оборудования.

ПРЕИМУЩЕСТВА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МИКРОМОДУЛЕЙ С ЧИМ В ПРИЛОЖЕНИЯХ С ОГРАНИЧЕННЫМИ РАЗМЕРАМИ

0

ТИМУР УЛУДАГ (TIMUR ULUDAG), ведущий менеджер по техническому маркетингу силовых модулей MagI3C, Würth Elektronik

Приложениям с ограничениями на занимаемое пространство, к которым относятся, например, портативные устройства, требуются DC/ DC-преобразователи с определенным набором характеристик. Для эксплуатации в небольшом пространстве необходимы миниатюрные DC/ DC-преобразователи с отличными тепловыми характеристиками. В этой статье подробно рассматриваются проблемы, возникающие при электропитании приложений с малым занимаемым объемом, и способы их решения.

ПРИЛОЖЕНИЯ С ОГРАНИЧЕННЫМ ОБЪЕМОМ

Чтобы лучше понять требования к промышленным приложениям с ограниченным занимаемым пространством, давайте подробно рассмотрим систему видеонаблюдения с ее функциональными блоками.

Описание приложения

Приложение состоит из источника питания, DC/DC-преобразователя, датчика изображения, блока микроконтроллера (MK) и WiFi-устройств. На вход DC/DC-преобразователя поступает напряжение 5 В от батареи или с порта USB, а на выходе преобразователь формирует напряжение 3,3 В, обеспечивая стабильное регулируемое питание для МК (см. рис. 1). Микроконтроллер обрабатывает данные, инициирует последующие действия и отправляет команды датчику и WiFi-модулю. Ведомый ВЧ-модуль отправляет данные с датчика изображения через Wi-Fi главному



Рис. 1. Структурная схема приложения с камерой для видеонаблюдения

приемнику. Эти данные обрабатываются и отображаются на дисплее.

В таблице перечислены наиболее важные задачи, которые учитываются при разработке DC/DC-преобразователя в приложении с ограничениями на занимаемое пространство, и способы их решения с помощью компактных силовых модулей.

Чтобы реализовать перечисленные в таблице решения для DC/DC-преобра-

Таблица. Проблемы проектирования DC/DC-преобразователей и способы их решения

Задача	Решение
Ограниченное пространство на печатной плате и строгие требования к электропитанию	Силовые модули очень малых размеров с высокой плотностью мощности
Ограниченный срок службы батареи	Очень низкий ток покоя и высокий КПД
Термочувствительность	Высокий КПД
Надежная эксплуатация изделия в течение продолжительного срока службы	Хорошо испытанная технология (синхронный понижающий преобразователь в надежном корпусе, отвечающий самым высоким стандартам)
Обеспечение очень малых ЭМП	Встраиваемый экранированный дроссель; оптимизированная топология печатной платы; токовые контуры малой площади
Жесткая линейная регулировочная характеристика	Строгий допуск на выходное напряжение и малые пульсации
Скачкообразное изменение динамической нагрузки	Быстрый переходный процесс

зователей, необходимо лучше понять процесс их проектирования.

ПРЕИМУЩЕСТВА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ КОМПАКТНЫХ МИКРОМОДУЛЕЙ

Давайте рассмотрим пример проектирования системы безопасности с видеокамерой. При проектировании дискретного преобразователя требуется предпринять как минимум следующие действия:

- разработать схему DC/DC-преобразователя:
- выбрать топологию;
- выбрать контроллер ИС;
- рассчитать и выбрать силовые компоненты (MOSFET, диод, дроссель);
- рассчитать и выбрать входные и выходные конденсаторы;
- разработать испытательный стенд;
- обеспечить стабильное регулирование во всем диапазоне входного/выходного напряжения и тока нагрузки;
- выполнить трассировку соединений на печатной плате, обеспечив тре-

буемое подавление ЭМП и хорошие тепловые характеристики;

- осуществить проверку всей системы, чтобы упростить процесс изготовления изделия;
- выполнить предварительные испытания на соответствие требованиям к ЭМП и безопасности;
- продумать логистическую цепочку и вопросы безопасного производства.

Силовые модули MagI3C прошли все упомянутые этапы проектирования дискретных DC/DC-преобразователей. Электромагнитные помехи и тепловые характеристики можно заранее оценить с помощью REDEXPERT – онлайн-средства проектирования. Разработчики имеют возможность выбрать модуль на основе электрических характеристик приложения, не проходя все упомянутые выше этапы проектирования. Таким образом, использование этих модулей ускоряет проектирование источника питания для приложения по сравнению с разработкой дискретного DC/DC-преобразователя.

Использование модуля питания из семейства VDMM сокращает общее время вывода на рынок, позволяя сэкономить расходы на проектирование. DC/DC модули питания обеспечивают высокую удельную мощность при минимальном занимаемом объеме. Далее мы рассмотрим основные принципы коммутации DC/DC силовых модулей, позволяющие решить большинство упомянутых проблем.

РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ПРОЕКТИРОВАНИЮ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ СИСТЕМ С ОГРАНИЧЕННЫМИ РАЗМЕРАМИ

Изменение нагрузки

Приложения с батарейным питанием, к которым относятся портативные устройства, не всегда работают с полной нагрузкой. Например, потребляемый ток измерительной системы выше при измерениях и ниже между ними.

Следовательно, управление питанием должно быть достаточно гибким, чтобы обеспечить отличные характеристики при любой нагрузке. При малой нагрузке приложение находится в режиме останова или ожидания и, следовательно, характеризуется пониженным энергопотреблением. При максимальной нагрузке приложение работает в номинальных условиях и характеризуется номинальным энергопотреблением.

Таким образом, управление питанием должно осуществляться с учетом нагрузки, чтобы обеспечить максимальную эффективность и работоспособность.



Рис. 2. КПД силового модуля MagI3C 171010550 от WE в принудительном режиме ШИМ в зависимости от разных условий нагрузки



Рис. 3. Эффективность силового модуля MagI3C 171010550 от WE в режиме ЧИМ/ШИМ

КПД и коммутационная характеристика

На рисунках 2-3 показана эффективность силового модуля MicroModule MagI3C 171010550 от WE на 1,2 А для иллюстрации разных режимов нагрузки. На рисунке 2 представлена типовая характеристика стандартного понижающего преобразователя в режиме широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Режим ШИМ широко используется в большинстве промышленных источников питания. Этот режим подходит для приложений такого типа, поскольку они работают в условиях большой нагрузки наибольшую часть срока службы. Однако у датчиков, например, нагрузка преимущественно небольшая. Следовательно, чтобы обеспечить оптимальное функционирование, следует изменить коммутационную характеристику.

Режим частотно-импульсной модуляции (ЧИМ) обеспечивает заметно более высокие значения КПД при уменьшении нагрузочного тока. Использование этого режима продлевает срок службы батареи в устройствах с батарейным питанием.

По кривой серого цвета с V_{вых} = 1,8 В видно, что переход между режимами ШИМ и ЧИМ составляет около 400 мА. Точка, в которой происходит переход, зависит от значений выходного и входного напряжений.

РЕЖИМ ЧИМ

Описание характеристик коммутации

На рисунке 4 сравнивается ток дросселя модуля 171010550 от WE при ШИМ и ЧИМ. При ЧИМ ток дросселя переключается сериями (пакетами) импульсов. И нагрузка, и выходной конденсатор получают питание в момент подачи импульса. При останове (интервал между двумя импульсами) разомкнуты оба переключателя (на высокой и низкой сторонах), благодаря чему выходной конденсатор полностью обеспечивает ток нагрузки. Следовательно, потребление энергии модулем между двумя импульсами резко падает, пока система обратной связи не запустит следующий импульс. В свою очередь, КПД в режиме ЧИМ значительно выше по сравнению с традиционным режимом ШИМ из-за меньших коммутационных потерь. Время останова обратно пропорционально току нагрузки, т.е. если ток нагрузки увеличивается, временной интервал между двумя соседними импульсами уменьшается. Модуль переключается из режима ЧИМ в ШИМ, когда время останова приближается к нулю,



Рис. 4. Сравнение режимов ШИМ и ЧИМ силового модуля MagI3C 171010550 от WE

возвращаясь к режиму коммутации с постоянной частотой 4 МГц.

Пиковый ток дросселя в ЧИМ-режиме выше, чем в ШИМ, что позволяет передавать то же количество энергии в нагрузку за определенное время при меньших потерях внутри преобразователя. Потери в модуле во время останова отсутствуют, в отличие от режима ШИМ.

Пульсации выходного напряжения

Если выходное напряжение выше определенного значения, оба переключателя разомкнуты. Во время останова только выходной конденсатор обеспечивает ток нагрузки, что приводит к спаду выходного напряжения. Когда оно опускается до определенного значения, начинается следующая серия (пакет) импульсов. Результирующая величина пульсации зависит от порогового значения, которое устанавливается контроллером ИС. Пульсации выходного напряжения в режиме ЧИМ можно уменьшить, увеличив выходную емкость. Максимальное значение выходной емкости указано в соответствующем техническом описании силового модуля.

МАСШТАБИРОВАНИЕ СИЛОВЫХ МОДУЛЕЙ

Для удовлетворения многих требований приложений с ограничениями на занимаемый объем требуется целое семейство DC/DC модулей питания. У каждой модели семейства – своя специализация, что позволяет гибко использовать разные конструктивные и производственные параметры.

На рисунке 5 показаны модели семейства VDMM MagI3C в разных конструктивных и производственных исполнениях.

Масштабирование корпусов при той же занимаемой площади

Благодаря совместимости выводов и корпусов у разработчика имеется возможность выбрать силовой модуль для приложения с током в диапазоне 600 мА...1 А, заменив одну модель другой. Макет остается неизменным в обоих случаях. Чтобы оснастить приложение функцией Power Good, придется немного изменить компоновку для монтажа модуля MagI3C171010501 от WE (см. красный участок на рисунке 5), который почти совместим по выводам.

Масштабирование мощности

Современным приложениям постоянно требуется мощность более высокого уровня при меньшей занимаемой пло-



Рис. 5. Размеры масштабирования с помощью силовых модулей MagI3C от WE

щади на печатной плате. В этом случае у разработчика имеется возможность выбрать миниатюрный модуль с током в диапазоне 600 мА...1,2 А (см. серый участок на рисунке 5).

Повыводное масштабирование

Для 100% замены одного модуля другим на выбор предлагаются модели MagI3C от WE с током от 600 мА (171960501) до 1 А (171010502) (см. синий участок на рисунке 5).

Масштабирование функций

В зависимости от конкретных требований к источнику питания имеется возможность выбрать между мониторингом выходного напряжения с помощью модуля 171010501 Magi3C от WE и активным контролем КПД с помощью модуля 171010502 Magi3C от WE (см. оранжевый участок на рисунке 5).

выводы

Таким образом, силовые модули серии MagI3C представляют собой проверенные, испытанные, надежные и компактные решения для проектов с ограниченным пространством и ограниченным бюджетом. В этих модулях воплощены последние технологические достижения в виде комбинации режимов ЧИМ/ШИМ, которая обеспечивает более высокий КПД при сравнительно легких нагрузках и оптимальный КПД во всем диапазоне нагрузок.

Эти модули идеально подходят для приложений с батарейным питанием. Например, приложения с датчиками интернета вещей, которые только время от времени считывают и передают данные, получают преимущества в результате автоматического перехода из режима ЧИМ в режим ШИМ между пассивным и активным состояниями. Иногда использование таких модулей решает, казалось бы, невозможную задачу увеличить плотность мощности при той же занимаемой площади!

ТЕРМОИНТЕРФЕЙСЫ ОТ WÜRTH ELEKTRONIK: УПРОЩЕНИЕ ОТВОДА ТЕПЛА И ПУТЬ К ПОВЫШЕНИЮ НАДЕЖНОСТИ ОБОРУДОВАНИЯ

ВЛАДИМИР PEHTЮК RVK.MODUL@GMAIL.COM

При разработке радиоэлектронной аппаратуры или электротехнического оборудования перед разработчиком часто возникает проблема — как в заданных габаритах организовать отвод генерируемого силовыми компонентами тепла. Проблема здесь заключается в том, что нагрев даже одного компонента снижает надежность конечного изделия, а перегрев ведет к отказу. Трудность заключается в том, что плата и компоненты могут иметь сложный профиль, соответственно путь отвода тепла тоже может быть сложным, а само устройство заключено в ограниченном объеме. Помочь в устранении проблемы, оптимизировав и упростив конструктивное решение теплоотвода, могут теплопроводящие и рассеивающие тепло решения, предлагаемые компанией Würth Elektronik.

введение

Для того чтобы найти оптимальные пути решения проблемы, необходимо поступить так, как это делает опытный врач: понять проблему, изучить ее, определить пути ее развития, возможные последствия и предложить оптимальное лечение в виде того или иного технического решения, своеобразного лекарства. При этом не забываем, что нужно лечить не болезнь, а больного, то есть подобрать оптимальное решение проблемы для конкретного изделия.

Корень проблемы кроется в том, что любое электронное устройство (далее — компонент), обеспечивающее гальваническую развязку или изоляцию (трансформаторы, оптроны), преобразующее энергию (источники питания, транзисторы) или использующее ее для своего функционирования (усилители, драйверы, процессоры ПЛИС и т.п.), при определенных условиях генерирует избыток тепла, которое не может быть рассеяно естественным путем.

В молодые годы автор статьи подрабатывал в отделе надежности одного весьма известного в СССР конструкторского бюро, специализирующегося на разработке бытовой аппаратуры, и стал свидетелем поучительного случая. Учитывая большой опыт этого бюро, ему было оказано «высокое доверие» — разработать профильное изделие, но... для работы в космосе, непосредственно для наших космонавтов. Изделие было ударными темпами спроектировано и изготовлено. Естественно, в нем использовались компоненты с приемкой 9, соответствующей была и его конструкция. Изделие было испытано на всякие воздействия (вибрация, удары и пр.), но на Земле. Государственная комиссия изделие приняла, и оно отправилось на орбиту, где проработало всего пару часов. Когда изделие вернули, то увидели в нем массу отказавших компонентов, даже резисторов, чего вроде бы и быть не могло — все они были выбраны с запасом и имели минимальные коэффициенты нагрузки. Их убило собственное мизерное выделяемое тепло, которое, поскольку естественной конвекции воздуха в прочном металлическом корпусе в условиях невесомости не было, аккумулировалось вокруг них. Следующее изделие уже имело систему принудительного охлаждения.

Описанный случай анекдотический, но что мы имеем в нашей реальной, земной практике? В общем, то же самое. Если взять некое отвлеченное устройство, то в нем при прохождении тока через элементы, вследствие наличия неизбежных потерь, мы будем иметь источник или источники тепла. По закону Джоуля – Ленца, это как минимум потери проводимости, к которым могут добавиться и коммутационные потери, связанные с характеристиками используемых компонентов (транзисторов) и режимами их работы. Поскольку компоненты имеют ограничения по максимальной рабочей температуре, то выделяемое ими тепло нужно удалить. Причем иногда даже в случае, когда это тепло не приводит к критическому росту температуры,

0



Рис. 1. Математическая модель, иллюстрирующая причину увеличения температуры компонента

Как известно, надежность изделия без резервирования рассматривается как последовательность элементов, и ее можно охарактеризовать интенсивностью отказов системы, сведенной к эквивалентному элементу с интенсивностью отказов, равной λ_o . В этом случае мы имеем:

$$\lambda_o = \sum_{i=1}^n \lambda_i,$$

где λ_i — интенсивность отказов *i*-го элемента; *n* — общее количество последовательных элементов.

В современных спецификациях параметр надежности элемента, который не поддается ремонту, будет представлен не интенсивностью отказов λ_i , а его наработкой до отказа, то есть наработкой от начала эксплуатации до возникновения его отказа — MTTF (Mean (operating) time to failures — среднее время до отказа). Параметры λ_i и MTTF = T_i взаимосвязаны — $T_i = 1/\lambda_i$, то есть, чтобы наше изделие имело запланированный срок службы, необходимо обеспечить заданное T_i для каждого элемента.

Здесь мало выбрать просто «надежный» компонент, поскольку далее в действие вступает закон из области химии, а именно закон (или уравнение) Аррениуса, устанавливающий зависимость константы скорости k протекания химической реакции от роста температуры ΔT . В нашем случае оно определяет скорость старения изоляции, деградации электролитических конденсаторов, транзистора, микросхемы и т.д., что ведет к увеличению тока утечки, пробою или иному нарушению функционирования, то есть к отказу. Время безотказной работы (срок службы) элемента $T_i = t_{LIFE}$ с учетом влияния температуры, согласно теории надежности (для простоты рассмотрим без учета эксплуатационных характеристик), определяется как:

$$t_{LIFE} = t_{RATED} \times 10^{\left(\frac{T_{RATED} - (T_{A} + \Delta T)}{20}\right)},$$

где T_{A} — температура окружающей среды; ΔT — добавочная температура, которая является следствием генерации тепла; T_{RATED} — допустимая рабочая температура элемента в условиях окружающей среды; t_{RATED} — MTTF элемента согласно его специ-фикации.

Как можно видеть, при снижении температуры всего на 10 °С надежность электронных устройств увеличивается в два раза!

В связи с этим возникает вопрос: каким образом нагревается, например, полупровод-никовый переход транзистора в импульсном преобразователе? Потери P_{LOSS} как сумма потерь проводи-



Рис. 2. Пример установки чипа GBT в собранный субблок IGBT-модуля компании CRRC [2]



Рис. 3. а) Практические примеры, показывающие влияние термоинтерфейса; б) пояснение теплопроводности и теплового сопротивления (термоинтерфейс показан горизонтальным красным разделом, а нагретая часть — стрелками, которые переходят в холодную зону с изменением цвета с красного на синий)

Примечание.

Теплопроводность (Вт/м-К) определяет общую эффективность теплопередачи между контактными поверхностями. Тепловое сопротивление (°C/Вт) — это сопротивление материала передаче тепла, чем ниже тепловое сопротивление, тем эффективнее ТІМ. Данное свойство обратно пропорционально теплопроводности.

мости и коммутационных потерь — это понятно, это причина, но что еще влияет на температуру компонента и может снизить надежность?

Здесь вступает в дело второй фактор — теплопроводность, и обратная ей величина — тепловое сопротивление, причем оно является суммой всех сопротивлений на пути передачи тепла от полупроводникового перехода транзистора, а их будет несколько, в среду, где тепло может рассеяться, находятся не только разные материалы с разной теплопроводностью, но и границы между ними (рис. 1) [1].

Часть тепловых сопротивлений обусловлена конструктивными особенностями компонента (например, соединение кристалла и корпуса, как показное на рис. 2) — $R_{_{\theta \prime \prime}}$ часть — тепловое сопротивление системы отвода тепла (радиатора) — $R_{\rm eHS}$, а часть $R_{\rm eTTM}$ находится посередине, и именно она называется термоинтерфейсом TIM (Thermal Interface Material).

Первое можно оптимизировать, только выбрав соответствующий нашим задачам компонент, но повлиять на его суммарное тепловое сопротивление R_{θ} мы не можем. Третье $R_{\theta IIS}$ мы можем оптимизировать, разработав или выбрав систему охлаждения с соответствующим $R_{\theta IIS}$. Но остается второе $R_{\theta TIM}$, то, что посередине, — это так называемый термоинтерфейс (рис. 3), который отвечает за тепловое сопряжение компонента и системы охлаждения.

Если на пути передачи тепла (термоинтерфейс) не оптимизировать элемент, никакая система охлаждения не спасет.

Это можно проиллюстрировать так: если в электрической цепи будет высокое сопротивление, то ДнепроГЭС может крутить турбины сколько угодно, лампочка в квартире светиться не будет. Одно утешает, в отличие от электронного компонента гидроэлектростанция не перегреется и не выйдет из строя. А вот в нашем случае температура от точки T_{AMB} до точки T_i будет ступенчато возрастать. С точки зрения обеспечения надежности она не должна даже в самых худших вариантах достигнуть предельной величины, определенной для конкретного компонента. Естественно, некоторый технологический запас здесь тоже не помешает. Сравнение систем отвода тепла с соответствующим термоинтерфейсом и без него представлено на рис. 4 [1].

Итак, мы определили причину болезни, ее последствия в случае отказа от лечения, поняли, что нужно лечить. Дело за малым: определить лекарство, в качестве которого в нашем случае выступает термоинтерфейс. Само же лечение называется «управление температурным режимом».

ПРОБЛЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРНЫМ РЕЖИМОМ

Термин «управление температурным режимом» (Thermal Management) используется для описания методов, предназначенных для удаления избыточного тепла, выделяемого электронными устройствами и компонентами. Это проблема первостепенной важности, и задача состоит в том, чтобы не только предотвратить выход компонентов из строя, но и гарантировать надежность изделия в целом с заданным сроком службы или временем безотказной работы, в зависимости от характера изделия и области его применения. В общем виде сказанное проиллюстрировано на рис. 5. Для решения задачи нам необходимо:

- обеспечение пути для отвода тепла;
- распространение тепла по большей площади для его эффективного рассеивания;
- предотвращение перегрева компонентов.



Рис. 4. Сравнение систем отвода тепла без использования и с использованием термоинтерфейса

Все просто, если бы не было так сложно. На пути управления температурным режимом разработчик может столкнуться с самыми разными проблемами, которые выходят за рамки использования привычной термопасты или термопрокладки. Хотя и они, несомненно, имеют право на жизнь и не раз сослужили хорошую службу.

Итак, самый простой вариант — отвод тепла от транзистора или микросхемы с установкой их на радиатор. Здесь мы имеем два варианта: изолированный и неизолированный. Это решение обычное и понятное.

Более сложные решения требуются, если мы сталкиваемся с точечным нагревом. Здесь для снижения теплового сопротивления необходимо принять и рассредоточить тепло, а затем передать его через корпус или радиатор во внешнюю среду. Такой элемент термоинтерфейса называется «теплораспределитель». Теплораспределители делают из материалов с высокой теплопроводностью, они эффективны, даже если выполнены в виде тонких листов. Это решение распределяет тепловую энергию горизонтально и позволяет использовать для отвода тепла большие поверхности, то есть для улучшенного охлаждения применяют охлаждающие узлы, размер которых превышает размер поверхности горячего компонента.



Рис. 5. Задача, решаемая посредством управления температурным режимом [3]

Если мы имеем дело с чем-то не плоским, то понадобится термоинтерфейс, способный принять некую отличную от плоскости форму (желательно любую) и через себя передать тепло вертикально на систему охлаждения. В общем случае необходим так называемый заполнитель зазоров. Заполнители зазоров (Gap Filler) удаляют воздух между компонентом и охлаждающим блоком, заполняя пространство теплопроводным слоем; могут использоваться для заполнения как малых, так и больших зазоров. Gap Filler — это, как правило, жидкие материалы, состоящие из двух компонентов, вулканизирующихся при смешении. Вулканизация происходит в течение нескольких часов при комнатной температуре либо в течение 5 мин при +100 °C в зависимости от типа материала. Таким образом, практически не оказывая силового воздействия на элементы печатной платы, можно покрыть ее поверхность теплопроводным электроизолирующим материалом. Причем его толщина может быть сколь угодно мала. Однако имеются и другие решения без вулканизации, что, несомненно, удобнее. Сравнение решений без теплового интерфейса и с его использованием показано на рис. 6.

К перечисленному следует добавить, что могут потребоваться термоинтерфейсы с высокой степенью электрической изоляции или, наоборот, токопроводящие, на клеевой (липкой) основе или без нее, способные просто соединить компонент и теплоотвод или соединить их с достаточной механической прочностью, позволяющей передать тепло, но при этом избежать дополнительного крепежа. Именно такие термоинтерфейсы предлагает компания Würth Elektronik.





Рис. 6. Сравнение решений: а) без теплового интерфейса с управлением температурным режимом путем заполнения зазора; б) с теплораспределением

ВЫБОР ОПТИМАЛЬНОГО ТЕРМОИНТЕРФЕЙСА ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРНЫМ РЕЖИМОМ

В настоящее время компания Würth Elektronik предлагает широкий выбор термоинтерфейсных материлов, позволяющих разработчику решить практически весь круг описанных проблем и найти оптимальный вариант для конкретного оборудования.

Предлагаемые компанией Würth Elektronik новые термоинтерфейсы разбиты на четыре группы [3]:

- WE-TGF Thermal Gap Filler Pad прокладки из силиконового эластомера для заполнения зазоров;
- WE-TINS Thermally Conductive Insulator Pad теплопроводящая изолирующая прокладка;
- WE-TTT Thermal Transfer Таре теплопередающая лента;
- WE-PCM Thermal Phase Changing Material прокладки из материала, меняющего свое фазовое состояние.

Кроме этого, в номенклатуре компании представлены графитовые материалы:

- WE-TGFG Graphite Foam Gasket прокладки из графитовой пены;
- WE-TGS Graphite Sheet графитовые листы.

Поскольку эти материалы новые и интересные, рассмотрим их подробнее.

WE-TGF — прокладка из силиконового эластомера для заполнения зазоров

WE-TGF — это прокладка типа Gap Filler, выполненная из силиконового эластомера и предназначенная для заполнения зазоров между одним или несколькими электронными компонентами и охлаждающим узлом, таким как радиатор, охлаждающая пластина или металлический корпус [4]. Прокладка WE-TGF состоит из трех основных компонентов, как это показано на рис. 7:

- ПЭТ-пленка прокладка WE-TGF защищена двумя пленками из полиэтилентерефталата (ПЭТ): более толстая внизу, которая действует как носитель, и более тонкая сверху, чтобы защитить материал от посторонних частиц;
- теплопроводящий силиконовый эластомер основная часть прокладки. За счет силикона прокладка становится мягкой и легко прилегает к контактным поверхностям, таким образом материал полностью заполняет зазор и удаляет воздух. Силикон легирован теплопроводящим компонентом в виде керамических частиц, а общую теплопроводность материала определяет соотношение в смеси обоих компонентов.
- стекловолоконная сетка обеспечивает механическую стабильность и прочность прокладки в ее более тонких версиях (менее 2 мм).

Прокладка WE-TGF специально разработана для использования при низком давлении между компонентом и охлаждающим узлом. Поскольку естественно липкая прокладка устанавливается между двумя механически закрепленными поверхностями, она не имеет дополнительного адгезионного слоя.

- Основные технические характеристики прокладки WE-TGF:
- Теплопроводность: 1–6 Вт/м·К, планируется до 10 Вт/м·К.

- стандартная толщина: 0,25–5 мм (планируется до 18 мм в нижнем диапазоне теплопроводности, от 1 до 3 Вт/м·К);
- толщина для материалов с высокими эксплуатационными характеристиками: 0,5–3 мм;
- длина листа: 19,05–400 мм;
- ширина листа: 12,7–300 мм.
- Электрическая изоляция: прокладка имеет силиконовую основу, поэтому между контактными поверхностями компонентов существует полная электрическая изоляция.
- Особенности применения в условиях низкого давления: для оптимальной работы и обеспечения надлежащего контакта с обеими поверхностями прокладка WE-TGF рассчитана на сжатие 10–30% своей толщины.

Благодаря мягкости и электроизоляционным свойствам используемого материала прокладку WE-TGF можно применять для заполнения зазора между одним или несколькими электронными компонентами и охлаждающим узлом, не беспокоясь о коротких замыканиях или нежелательных контактах. Например, при работе с компактными конструкциями, в которых предусмотрены тепловые переходные отверстия для перенаправления тепла на нижнюю сторону печатной платы, как это показано на рис. 8.

Прокладки WE-TGF уже хорошо зарекомендовали себя, это оптимальный выбор для обеспечения термоинтерфейса с радиатором или металлическим корпусом. Кроме того, прокладка может использоваться в гибридных решениях, где необходимо тепловое управление и выполнение требований по электромагнитной совместимости [5]. Благодаря мягкости



Рис. 7. Внешний вид и компоненты прокладки WE-TGF

используемого материала прокладка WE-TGF способна гасить вибрации без какой-либо механической помощи и обеспечивает электрическую прочность изоляции в пределах своих характеристик. В настоящее время номенклатура прокладок WE-TGF расширена новыми позициями. Повторное использование прокладок этого типа не рекомендуется.

WE-TINS — теплопроводящая изолирующая прокладка

WE-TINS — это уплотнительная прокладка из силиконового эластомера, предназначенная для электрической изоляции электронных компонентов от охлаждающих устройств, таких как теплоотводящие системы, металлические корпуса или радиаторы [6].

Прокладка WE-TINS состоит из двух основных компонентов (рис. 9):

- теплопроводящая силиконовая резина на — основная часть компонента.
 Силикон позволяет прокладке быть мягкой и легко приспосабливаться к неровностям поверхности. Кроме передачи тепла, прокладка обеспечивает электрическую изоляцию между контактными поверхностями;
- стекловолоконная сетка придает прокладке механическую прочность, а также обеспечивает ее сопротивление сдвигу и проколу (продавливанию).

Прокладка WE-TINS специально разработана для применения там, где необходим отвод тепла и электрическая изоляция между компонентом и охлаждающим узлом. Чаще всего эта прокладка используется в типовых решениях для установки транзисторов в корпусах TO (Transistor Outline) на радиаторы, как это показано на рис. 10.

Основные технические характеристики прокладки:

- Теплопроводность: 1,6–3,5 Вт/м·К.
- Размеры:
 - толщина: 0,23 и 0,25 мм (в зависимости от теплопроводности);
 - длина: 60–300 м;
 - ширина: 60–300 мм.



Рис. 8. Организация теплового сопряжения нижней стороны печатной платы с радиатором

- Электрическая изоляция: продукт имеет силиконовую основу, поэтому между контактными поверхностями компонентов существует полная электрическая изоляция с электрической прочностью не менее 5,5 кВ/мм.
- Применение при высоком давлении: прокладка способна выдерживать растяжение (прочность на разрыв 30 МПа) и механическое сжатие, твердость прокладки (по Шору А) 70–92. Стандартная прокладка поставляет-

ся в сухом виде. Если для конкретного применения требуется одно- или двухсторонний клей, его также можно добавить в качестве дополнительной опции при заказе. Если используемая прокладка не имеет дополнительных клеев на контактных поверхностях, ее можно использовать повторно. Кроме того, благодаря мягкости материла прокладка WE-TGF гасит вибрации без какой-либо механической помощи и обеспечивает изоляцию с эклектической прочностью в пределах своих характеристик.

WE-TTT —

теплопередающая лента

Новинка компании Würth Elektronik теплопередающая двусторонняя лента WE-TTT, предназначенная для обеспечения термоинтерфейса, который одновременно позволяет механически фиксировать обе контактные поверхности [7].

Теплопередающая лента WE-TTT состоит из трех основных компонентов (рис. 11):

- Удаляемая пленка: лента WE-TTT поставляется с защитной пленкой, которая защищает клеевой слой от пыли и сторонних частиц.
- Акриловый теплопроводящий клей — основной теплопередающий компонент, а также клей.
- Стекловолоконная сетка придает теплопередающей ленте WE-TTT механическую стабильность.

Теплопередающая лента WE-TTT специально разработана для использования в системах с низким давлением между компонентом и охлаждающим узлом. Благодаря своим адгезионным свойствам она позволяет устанавливать узлы охлаждения на компоненты без дополнительной механической фиксации.

Основные технические характеристики теплопередающей ленты WE-TTT:

- Теплопроводность: 1 Вт/м-К для всей линейки продуктов.
- Размеры:



Рис. 10. Пример использования прокладки WE-TINS: транзистор установлен на радиаторе с изоляционной прокладкой



Рис. 9. Внешний вид и компоненты прокладки WE-TINS

- толщина: 0,2 мм;
- длина: 25 м;
- ширина: от 8 до 50 мм.
- Электрическая изоляция: лента выполнена на акриловой подложке, поэтому между контактными поверхностями компонентов имеется полная электрическая изоляция, гарантирующая электрическую прочность не менее 4 кВ/мм.
- Чувствительность к давлению: когда лента установлена в нужном положении, для оптимальной механической фиксации склеиваемых деталей надо просто надавить на нее при сборке. Благодаря своим адгезионным свой-

ствам охлаждающие узлы, такие как радиаторы, могут быть закреплены на компонентах без помощи винтов или зажимов. Лента может использоваться в качестве термоинтерфейса для светодиодных сборок, которые, как известно, выделяют избыточное тепло. Теплопроводящая лента WE-TTT позволяет закреплять охлаждающие узлы, которые служат крышкой для устройства (рис. 12).

Теплопроводящая лента WE-TTT обеспечивает эклектическую прочность изоляции в пределах своих характеристик. Если она используется в соответствии с параметрами, указанными в спецификации, ее твердость или другие механические свойства не претерпят значительных изменений.

Повторное использование ленты не рекомендуется, поскольку это требует разделения двух подложек, что разрушает ленту, делая ее непригодной для эксплуатации.

WE-PCM —

прокладка из материала, меняющего свое фазовое состояние

Меняющий свое фазовое состояние материал, лежащий в основе прокладки WE-PCM [8], разработан как альтернатива термопастам и смазкам между высокопроизводительными компонентами, такими как процессоры или силовые компоненты, и элементами их охлаждения. Этот материал переходит из твердого состояния в жидкое при определенной температуре, обеспечивая полное смачивание поверхности раздела без каких-либо проливов или перелива. Создаваемый температурный переход через такой термоинтерфейс сравним с тем, который обеспечивается пастами и консистентными смазками, но без проблем, связанных с использованием полужидких паст и жидкостей.

Прокладка WE-PCM состоит из трех основных компонентов (рис. 13):

 Удаляемая ПЭТ-пленка: для защиты материала от инородных частиц прокладка WE-PCM с двух сторон защищена пленками из полиэтилентерефталата (ПЭТ). Перед использованием прокладки эти защитные ПЭТ-пленки необходимо удалить.

- Материал с изменяющимся фазовым состоянием — основная составляющая прокладки.
- Полиимидная пленка предназначена для обеспечения электрической изоляции и присутствует в некоторых стандартных вариантах поставки. Теплопроводные свойства прокладки при этом не ухудшаются.

Прокладка WE-PCM предназначена для обеспечения беспрепятственной передачи тепла от компонента к системе охлаждения, например радиатору. Тонкая прокладка WE-PCM создает полное смачивание контактных поверхностей, а ее тепловое сопротивление, обеспечиваемое материалом, крайне низкое по сравнению с другими теплопроводящими решениями.

Основные технические характеристики прокладки WE-PCM:

- Теплопроводность: 1,6–5 Вт/м·К.
- Размеры (стандартная прокладка в твердом состоянии при комнатной температуре):
 - толщина: 0,2 мм;
 - длина листа: 100–400 мм;
 - ширина листа: 100–300 мм.
- Электрическая изоляция: при необходимости предлагаются стандартные варианты поставки с полиимидной пленкой, имеющей электрическую прочность изоляции до 5 кВ/мм.
- Температура фазового перехода: материал прокладки спроектирован так, чтобы переходить из твердого состояния в жидкое при температуре +50...+60 °С.

Благодаря способности материала обеспечивать эффективную передачу тепла его можно использовать для охлаждения таких высокопроизводительных интегральных схем, как центральный процессор или микросхема на основе программируемых логических вентилей (ПЛИС). Другой пример, когда требуется высокопроизводительное решение в части отвода тепла, — приложения, связанные с преобразованием энергии. Здесь прокладка WE-PCM может помочь эффективно отвести тепло через систему охлаждения, например радиаторы и т.п., от силовых транзисторов.

При использовании прокладок WE-PCM необходимо учитывать следующее:

 Нормированную электрическую прочность изоляции имеют только стандартные прокладки, армированные полиамидной пленкой и соответствующие рекомендованным спецификациям. Прокладка разработана исключительно как решение для заполнения зазоров между контактирующими поверхностями, а не как электрически изолирующее решение.

- Если материал прокладки используется в соответствии с параметрами, указанными в спецификации, то при воздействии температуры значительных изменений его твердости или других механических свойств не происходит.
- Если материал прокладки еще твердый, ее можно, соблюдая крайнюю осторожность, применить повторно, однако при этом существует высокий риск загрязнения контактных поверхностей посторонними частицами, а также разрыва материала. После того как материал сменил фазу, его нельзя использовать повторно.
- Избегайте использования прокладок WE-PCM в приложениях, в которых устройство не достигает температуры фазового перехода или превышена максимальная рекомендованная рабочая температура материала (+130 °C).
- Нет необходимости использовать прокладки WE-PCM с дополнительной липкой лентой, прокладка легко устанавливается благодаря собственной липкой основе.
- 6. Для того чтобы охлаждающий узел удерживался на горячем компоненте при использовании прокладки, требуется его механическая фиксация. Необходимо учитывать, что по достижении температуры фазового перехода прокладки нужно дополнительно затянуть. Поэтому рекомендуется использовать зажимы или комбинацию винтов, шайб и пружин. Конструкция должна создавать постоянное усилие, что, в свою очередь, обеспечит должное функционирование всего узла.

Эффект от применения прокладки WE-PCM сравним с тем, который обеспечивается пастами и консистентными смазками, но ее использование — более удобное и эффективное решение без проблем, связанных с загрязнением при использовании полужидких паст и жидкостей.

WE-TGFG —

теплопроводящая прокладка из синтетического пенографита

Прокладка WE-TGFG представляет собой слой синтетического графита, обернутый вокруг сердцевины из вспененного материала, — таким образом обеспечивается вертикальная теплопроводимость горизонтального теплораспределителя [9].

Прокладка из вспененного графита состоит из четырех основных компонентов (рис. 14):

- Акриловая пленка: прокладка WE-TGFG защищена двумя пленками, которые обеспечивают электрическую изоляцию между контактными поверхностями.
- Графитовый слой компонент, обладающий свойствами теплопроводности.
- Клеевой слой: на основу изделия наносится слой теплопроводящего клея для механической фиксации до окончательного сжатия и сборки.
- Термостойкий вспененный материал поддерживает механическую стабильность и эластичность прокладки, позволяя сжимать ее за счет уменьшения высоты и для обеспечения наилучшего теплового интерфейса.

Прокладка WE-TGFG разработана для приложений, недоступных для традиционных термоинтерфейсных материалов (TIM). Поскольку она одновременно распространяет тепло и заполняет зазоры, ее можно использовать для передачи тепла по всем осям (X, Y и Z).

Графитовые прокладки с тепловодностью 400 Вт/м·К — это решение общего назначения, удовлетворяющее требованиям к самым разнообразным приложениям, представляя собой альтернативу традиционным силиконовым заполнителям зазоров в приложениях, где использование силикона нежелательно или не допускается. Кроме того, графитовые прокладки WE-TGFG имеют акриловый слой, обеспечивающий электрическую изоляцию.

Прокладки WE-TGFG также можно использовать в качестве альтернативы традиционным силиконовым заполнителям зазоров, когда необходимо заполнить большой зазор с помощью более эффективной прокладки. Из-за производственных ограничений чем выше требуемая теплопроводность силиконовой прокладки, тем тоньше она должна быть; прокладка WE-TGFG может заполнять зазоры до 25 мм с гораздо более высокой теплопроводностью, чем у силиконового эластомера. Воспользовавшись способностью графита распространять тепло, можно изготавливать длинные прокладки. Такой вариант позволяет разработчикам решить проблемы, если радиатор не может быть установлен непосредственно на верхней части компонента.

Еще одно преимущество, обеспечиваемое вспененной сердцевиной, возможность изготавливать прокладки с различными профилями, что позволяет уйти от плоских контактных поверхностей на охлаждающих узлах (рис. 15).

Если материал прокладки WE-TGFG используется в соответствии с параметрами, указанными в спецификации, его твердость или другие механические свойства не претерпят значительных изменений. Прокладки могут поставляться с клеевым слоем или без него. Если используется прокладка с клеевым слоем, то ее повторное применение из-за загрязнения контактной поверхности сторонними частицами не рекомендуется. Это может привести к ухудшению тепловых характеристик и ухудшению адгезии.

WE-TGS — графитовые листы

Прокладка WE-TGS — это теплораспределитель в виде листа из синтетического графита, соответственно, большая часть теплопроводности такого листа приходится на горизонтальную плоскость ХҮ. Данный эффект позволяет использовать значительно большие охлаждающие поверхности вместо того, чтобы ограничиваться контактными поверхностями компонента, который необходимо охлаждать [10].

Стандартный лист синтетического графита состоит из трех основных компонентов (рис. 16):

- Пленка ПЭТ: прокладка из листа WE-TGS защищена двумя полиэтилентерафталатными (ПЭТ) пленками, предохраняющими поверхность изделия от повреждений (царапин).
- Графитовый слой обеспечивает продукту способность распространять тепло. Теплопроводность графитового слоя будет меняться в зависимости от двух основных параметров: его толщины и плотности. Чем он тоньше и плотнее, тем выше теплопроводность.
- Акриловые слои обеспечивают электрическую изоляцию продукта. Один из них имеет клейкую поверхность для приложений, где устройство подвергается воздействию вибрации и/или может произойти смещение. В любом случае рекомендуется добавить внешнее крепление, зафиксировав графит с помощью липкой ленты или каким-либо иным приемлемым механическим способом.

Прокладки, изготовленные из листов графита WE-TGS, обладают высокой надежностью и стойкостью к различным видам деградации и коррозии. Соответственно, прокладка из такого листа это универсальное решение общего назначения, удовлетворяющее требованиям к самым разнообразным приложениям и избавляющее от проблем, которые нельзя устранить с помощью обычных материалов термоинтерфейса.

В приложениях графит используется для равномерного распределения выделяемого тепла, обеспечивая стабильную температуру для всех компонентов, что позволяет избежать быстрой деградации их характеристик, о чем шла речь в начале статьи. Для того чтобы обеспечить как вертикальные, так и горизонтальные термические интерфейсы, графитовый лист можно комбинировать с традиционными заполнителями зазоров. Среди основных преимуществ графитовых листов — их малый вес и толщина (17–70 мкм), что в сочетании с высокой теплопроводностью (1800 Вт/м·К) делает их использование очень эффективным. Один из примеров применения прокладки из листа WE-TGS показан на рис. 17.

Еще одним современным примером применения графита являются решения для управления температурным режимом тяговых батарей гибридных и электрических транспортных средств. Здесь графитовый лист и прокладки используются в качестве альтернативы алюминиевым пластинам, что позволяет уменьшить общий вес батареи аккумуляторов и предложить более устойчивое к коррозии и старению решение.

Если материал прокладки WE-TGS используется в соответствии с параметрами, указанными в спецификации, его твердость или другие механические свойства не претерпят значительных изменений. Листы WE-TGFG могут изготавливаться без клеевого слоя. Если используется прокладка из листа с клеевым слоем, то ее повторное применение нежелательно из-за загрязнения контактной поверхности посторонними частицами, это может привести к ухудшению тепловых характеристик и ухудшению адгезии.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Как можно видеть из представленного обзора новых материалов компании Würth Elektronik, как в хорошей аптеке, есть все лекарства, которые помогут вам решить весьма непростую задачу управления температурным режимом. При использовании предлагаемых компанией материалов можно решить проблему распределения и удобного отвода тепла, снизить нагрев не только одного, но и группы компонентов, что скажется на повышении надежности конечного оборудования.

Кроме самих прокладок, компания Würth Elektronik предлагает комплексные услуги по модификации, нарезке заготовок и полному их раскрою. Вам не понадобится специализированное оборудование и изготовление оснастки, что позволит сэкономить деньги и время. Достаточно предоставить следующую информацию:

- Теплопроводность, необходимая для применения прокладки.
- Желаемая толщина прокладки.
- Необходимое количество прокладок.Технический чертеж вашего индиви
 - дуального решения.

 Дополнительные требования, которые могут у вас возникнуть (например, применить или убрать клей и т.п.).

Для ознакомления разработчиков с новыми материалами компания разработала и предлагает два комплектных набора:

- Sample Kit Thermal Interface Solutions — набор образцов решений для вертикальных термоинтерфейсов [11] в составе WE-TGF, WE-TINS, WE-PCM и WE-TTT.
- Sample Kit Heat Spreading Solutions набор образцов решений для распределения тепла [12] в составе WE-TGFG и WE-TGS.

Также на сайте компании по ссылке [1] доступен вебинар, на котором обсуждаются общие вопросы управления температурным режимом, а в скором времени появится и специализированный вебинар, посвященный выбору подходящего решения для управления температурным режимом проекта [13]. В случае возникновения вопросов можно обратиться в службу технической поддержки компании, также всю необходимую помощь могут предоставить ее авторизованные дилеры. 🕳

ЛИТЕРАТУРА

1. Thermal Management Principals Explained. Würth Elektronik Webinar. www.passive-components.eu/thermalmanagement-principals-explained-Würthelektronik-webinar/

2. Application Note Of CRRC Press-Pack IGBT/Zhuzhou CRRC Times Semiconductor Co., Ltd, 2019.

3. www.we-online.com/catalog/en/tm/ gap_filling_solutions

4. WE-TGF Design Guideline Silicone Elastomer Gap Filler Pad. www.we-online.com/catalog/en/THERMAL_ WE-TGF

5. Alcarria A. WE Day 2020: EMC Shielding 101. www.we-online.com/web/en/index.php/show/ media/06_passive_components_-_custom_ magnetics/events_1/we_day/we_day_files/ we_day_2020_presentations/WE_Day_ EMC_101_Presentation.pdf

6. WE-TINS Thermally Conductive Insulator Pad. www.we-online.com/catalog/en/THERMAL_ WE-TINS 7. WE-TTT Thermal Transfer Tape. www.we-online.com/catalog/en/THERMAL_ WE-TTT

8. WE-PCM Design Guideline Phase Changing Material. www.we-online.com/catalog/en/THERMAL_ WE-PCM

9. WE-TGFG Graphite Foam Gasket. www.we-online.com/catalog/en/THERMAL_ WE-TGFG?sq=WE-TGFG

10. W E - T G S G r a p h i t e S h e e t. www.we-online.com/catalog/en/THERMAL_ WE-TGS?sq=WE-TGS

11. Sample Kit Thermal Interface Solutions. Vertical Thermal Interfaces Order Code 400001. www.we-online.com/catalog/en/THERMAL_ SAMPLE_KIT_MANAGEMENT_INTERFACE_ SOLUTIONS

12. Sample Kit. Heat Spreading Solutions, Heat Spreading Interfaces Order Code 400002. www.we-online.com/catalog/en/tm/design_ kits_thermal_management

13. Choosetheright Thermal Management solution for your design. www.register.gotowebinar.com/ register/489542576795036688

ТЕХНИЧЕСКИЕ ВЕБИНАРЫ НА РУССКОМ ЯЗЫКЕ

0

Название	Ссылка	Описание файла			
<u>Разработка</u> DC/DC-преобразователей <u>без помех</u>		Как разработать высокоэффективный и малошумящий DC/DC-преобразователь? На примере трёх дизайнов на одной микросхеме контроллера проведено сравнение влияния выбора MOSFET, накопительного дросселя, фильтрующего конденсатора и индуктивности на эффективность и ЭМС DC/DC-преобразователя. От симуляции в LTSpice до реальных измерений в безэховой камере. Как определить источник шума в схеме и эффективнее его устранить? Как провести предварительные тесты с минимальными затратами и максимальной приближённостью к лабораторным испытаниям? <i>Всё это и многое другое Вы узнаете за 53 минуты</i> .			
<u>Разработка сетевого</u> фильтра		Подробно рассматриваются схемы сетевых фильтров, особенности расчёта параметров и выбора компонентов, влияние паразитных характеристик на эффективность устройства в целом. На реаль- ном примере обратноходового преобразователя исследуется влияние каждого компонента на шумо- вые характеристики устройства. Рассмотрена методика поиска источников шумов в схеме AC/ DC-преобразователей и эффективные решения по фильтрации помех. <i>Продолжительность 1 час 17 минут.</i>			
<u>Экранирующие материалы</u>		Рассмотрены типы материалов, способы экранирования изделий в зависимости от частоты и типа поля, принцип действия различных материалов, особенности их размещения в готовых устройствах. Приведены примеры эффективного экранирования. Сравнивается эффективность воздействия помехоподавляющих компонентов и экранирующих материалов на уровень помех, излучаемых устройством. <i>Продолжительность 55 минут</i> .			
Высокоэффективные малошумящие DC/DC-преобразователи Magl ³ C от компании Würth Elektronik		Обзор существующих решений, особенности и ключевые преимущества различных серий. Отладочные платы с возможностью использования их в качестве опорного источника пита- ния. «Нешумящие» характеристики и как это испортить с помощью внешних компонентов. Преимущества и недостатки различных типов корпусов. Сравнение трудоёмкостей создания дис- кретного и модульного решения в построении DC/DC-преобразователя. <i>Продолжительность 1 час 23 минуты.</i>			
<u>SiC MOSFET и организация</u> систем питания для их драйверов затвора		Вебинар посвящён SiC MOSFET от компании Infineon Technologies и организации вспомогательного питания драйверов затвора для транзисторов такого типа, выполненного на базе трансформаторов серии WE-AGDT от компании Würth Elektronik. Доклад бренд-менеджера по продукции Infineon в компании «Симметрон» Артёма Федоровского: Преимущества использования SiC-полупроводников в источниках питания. Параметры SiC MOSFET, обеспечивающие конкурентное преимущество по сравнению с традиционными кремниевыми MOSFET и IGBT. Отличия в подходе при проектировании. Обзор новинок SiC MOSFET, драйверов затво- ра для них, а также специализированных решений для построения преобразовательной техники на их основе. Доклад инженера по применению от компании Würth Elektronik Артёма Белякова: Организация вспомогательного изолированного питания для драйверов затвора SiC MOSFET Inпы изолированных систем питания для драйверов затвора SiC MOSFET Innы изолированных систем питания для драйверов затвора SiC MOSFET Nume волированных систем питания для драйверов затвора SiC MOSFET Innы изолированных систем питания для драйверов затвора SiC MOSFET Innы изолированных систем питания для драйверов затвора SiC MOSFET Innы изолированных систем питания для драйверов затвора SiC MOSFET. Какие требования к ним предъявляются? Однополярное или двухполярное питание? Требования к трансформатору. Необходимая мощность, пример расчёта. Изолированный вспомогательный источник питания для драйверов SiC MOSFET на базе трансформаторов серии WE-AGDT. Интеграция систем питания драйве- ров затвора SiC MOSFET на базе трансформаторов серии WE-AGDT. Интеграция систем питания драйве- ров затвора SiC MOSFET на базе трансформаторов серии WE-AGDT. Интеграция систем питания драйве- ров затвора SiC MOSFET на базе трансформаторов серии WE-AGDT. Интеграция систем питания драйве- ров затвора SiC MOSFET на балин.			
Влияние типа конденсатора на шумовые характеристики преобразователя		Рассмотрены преимущества и недостатки разных типов конденсаторов в зависимости от приме- нений. Влияние типов конденсаторов, установленных в различных узлах DC/DC-преобразователя, на его шумовые характеристики. Ключевые особенности разных типов конденсаторов, влияющие на качество работы всего устройства. Продолжительность 51 минута.			
Название	Ссылка	Описание файла			
--	--------	---	--	--	--
Обзор и основные особенности использования суперконденсаторов		Освещены темы по реализации backup-питания (экстренного питания устройства для резервного копирования в случае отключения основного питания) на базе компонентов ADI и Würth Elektronik. Рассмотрена схема и топология решения, а также представлена демонстрация работы данной схемы в реальном времени. <i>Продолжительность 25 минут.</i>			
Беспроводное питание: компоненты и особенности проектирования устройств с их использованием		Рассмотрены существующие в электронной промышленности стандарты беспроводного питания, их преимущества и недостатки. Приведены структуры и различные типы приёмных и передающих катушек, особенности их конструкций. Представлены расчёты резонансных цепей, а также онлайн- приложение, позволяющее значительно сократить время подбора нужной пары катушек. Продолжительность 1 час 42 минуты.			
Согласование антенн и высокочастотные пассивные компоненты (часть 1)		Доклад инженера по применению от компании Texas Instruments Салова Михаила: Согласование антенны с трансивером. Получаете ли Вы максимум выходной мощности трансивера и максимальную чувствительность приёмника? Мы рассмотрим практическое руководство по согласованию антенны с высокочастотным трактом. Этот вебинар будет полезен для всех, кто разрабатывает и применяет трансиверы для популярных диапазонов 433 и 868 МГц, а также 2,4 и 5,0 ГГц. <i>Продолжительность 1 час 8 минут.</i>			
Согласование антенн и высокочастотные пассивные компоненты (часть 2)		Доклад инженера по применению от компании Würth Elektronik Солошенко Натальи: Обзор пассивных компонентов производства компании Würth Elektronik для высокочастотных устройств (до 18 ГГц). Чем отличаются разные типы ВЧ индуктивностей и какие серии лучше использовать для конкретного применения? Керамические антенны, полосовые фильтры и фильтры нижних частот, балуны — обзор харатеристик, особенности структуры компонентов, оптимальный выбор в зависимости от применения. ВЧ разъёмы и кабельные сборки — одна из самых быстрора- стущих линеек продукции в портфолио компании. Что уже доступно? Как ускорить разработку ВЧ части устройства с помощью сервисов компании Würth Elektronik: 1. Быстрый подбор необходимых компонентов с помощью программы RedExpert. 2. Наборы образцов для разработчиков ВЧ устройств. 3. Бесплатные образцы под проект. 4. Сервис по согласованию антенны в вашем конкретном устройстве с помощью наших инженеров — как и для кого это работает? <i>Продолжительность 40 минут.</i>			
<u>Компоненты для Ethernet</u> <u>и SPE</u>		На вебинаре рассмотрены компоненты для линий Ethernet. Активные компоненты от компании Texas Instruments для SPE, обзор всех компонентов по теме Ethernet от компании Würth Elektronik. Доклад инженера по применению от компании Texas Instruments Дарьи Киселёвой: EthernetPHY — обзор однопарного Ethernet для промышленных применений. Где сегодня исполь- зуются полевые шины Ethernet. Что такое однопарный Ethernet и его сравнение со стандартным Ethernet, существующим сегодня. Как однопарный Ethernet поддерживает «умные» производства, передавая данные быстрее и даль- ше, чем прежде. Какие ресурсы доступны для помощи разработчикам. Доклад инженера по применению от компании Würth Elektronik Солошенко Натальи: Основные типы и различия LAN-трансформаторов. Влияние структуры компонента на качественные характеристики сигнала. Особенности подбора фильтрующих компонентов для линий Ethernet. Соединители, отличающиеся по типу монтажа и стойкости к внешним воздействиям — от IP20 до IP67. <i>Продолжительность 1 час 2 минуты.</i>			
Фитосветодиоды для выращивания растений		Как повлиять на рост именно нужной части растения: клубня, ствола, листьев или цветов? Отличие воздействия различных спектров свечения на фотосинтетические способности растения. Подбор оптимального «рецепта» на основании комбинации специальных светодиодов. Зависимость влияния длины волны на характеристики роста и развития растения. Агрокалькулятор для расчёта фотосин- тетического фотонного потока. <i>Продолжительность 50 минут</i> .			

Название	Ссылка	Описание файла		
<u>Светодиоды, фотодиоды,</u> фототранзисторы, <u>оптопары</u>		«Невидимая» светотехника: инфракрасные и ультрафиолетовые светодиоды, фотодиоды и фототран- зисторы, лазеры и оптопары. Обзор типов структуры и особенности выбора компонентов. Подбор идеальной оптопары. Быстрый выбор и сравнение компонентов по характеристикам в программе RedExpert. <i>Продолжительность 1 час 22 минуты</i> .		
<u>ТНR соединители. WE+</u> <u>сервис по модификации</u> <u>стандартных разъемов</u>		Рассматривается технология пайки THR, дан обзор особенностей компонентов и самого процесса монтажа. Какие преимущества даёт эта технология и в каких случаях она будет выгодна в использо- вании? Сервис по модификации стандартных разъёмов WE+, доступный для складских наименова- ний: обжим шлейфов и кабельные сборки, маркировка, сборка цветных клемм, нарезка делимых разъёмов на части и другое. <i>Продолжительность 39 минут</i> .		
Лабораторная плата от WE для изучения принципов работы DC/DC-преобразователей		Вебинар посвящён оригинальному учебному комплекту TI-PMLK BUCK Würth Elektronik Edition, состоящему из макетной платы и книги лабораторных экспериментов, который предназначен для практического изучения базовых принципов работы индуктивных компонентов в импульсных DC/DC-преобразователях. Комплект также может использоваться в высших учебных заведениях и на курсах повышения квалификации для инженеров. <i>Продолжительность 1 час 15 минут</i> .		
<u>RedExpert — помощник</u> <u>разработчика</u>		Узнайте, как сэкономить время на подборе наиболее подходящих компонентов с помощью онлайн- платформы REDEXPERT. Продемонстрированы основные функциональные модули, имеющиеся в RedExpert, показано, как программа может упростить выбор компонентов, рассчитать параметры схемы, сравнить характеристики разных компонентов и как можно оформить заказ бесплатных образцов из перечня подходящих компонентов. Показано, как делиться с коллегами сравнением выбранных компонентов простой ссылкой, и вашим коллегам не нужно будет искать всё заново. <i>Продолжительность 1 час 16 минут.</i>		


