

СОВРЕМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

9

2025



Электронная
версия этого
журнала

DELTA DESIGN: пора осваивать новые инструменты

В НОМЕРЕ:

**НОВЫЙ ТЕЛЕВИЗОР РАЗБЕРИ –
ПОСМОТРИ, ЧТО У НЕГО ВНУТРИ:**
современные DC/DC-преобразователи

НЕ КИТАЕМ ЕДИНЫМ:
больше разъёмов,
хороших и разных



ТОВАРИЩ!
БИЗНЕС РОСТ ЗАМЕДЛИЛ?

РАНО ВПАДАТЬ В СТУПОР!

НУЖНО КРИЧАТЬ О СЕБЕ НЕМЕДЛЯ,

А МЫ

ОБЕСПЕЧИМ РУПОР!



Журналы

Два наших журнала уважают в отрасли. Ваши статьи и рекламу в них увидят все наши читатели



Видеоканалы

YouTube, RuTube, VK – предоставляют вам возможность интересно рассказать о себе



Медиапортал

Это ваши новости и статьи, оперативно доставленные по адресу



Конференции

На наших конференциях ПТА вы заведёте новые контакты и расскажете о себе специалистам



Дизайн-студия

Дизайнеры и верстальщики сделают для вас эффективную рекламу, баннер, ролик



ЧИТАЙТЕ В КОМФОРТЕ



ПЕЧАТНАЯ ВЕРСИЯ ЖУРНАЛА «СТА»

подписка с гарантированной доставкой



онлайн: www.cta.ru • +7 495 234-0635 • shop@cta.ru

на почте: по каталогу «Урал-Пресс» (на год – 81872, на полугодие – 72419)



Здравствуйтесь, уважаемые друзья!

Мы продолжаем знакомить вас с актуальными разработками и инженерными решениями, формирующими облик современной электроники. В этом номере традиционно сочетаются фундаментальные сюжеты, практические проекты и обзоры технологий.

Открывает выпуск статья о высокоэффективных радиационно-стойких DC/DC-преобразователях на нитрид-галлиевых транзисторах. Автор сравнивает источники на GaN-коммутаторах с классическими MOSFET-решениями и показывает, как новые материалы повышают надёжность питания в жёстких условиях эксплуатации.

Мы начинаем цикл обзоров о китайских производителях ВЧ-компонентов. Первая часть посвящена компании Suzhou Talent Microwave, выпускающей широкую номенклатуру соединителей, адаптеров и кабельных сборок мм-диапазона. В материале выделены критерии технологичности и приведён анализ основных характеристик продукции.

Отечественная компонентная база представлена разработкой АО «Завод Атлант», освоившего серийный выпуск соединителей серии СКЦ102 для высокоскоростных линий передачи данных, радиочастотных трактов и мультиплексорных систем.

Мы продолжаем публикации о возможностях САПР Delta Design. Первая часть нового цикла посвящена расчёту электрических параметров линий передачи при проектировании интерфейса DDR с использованием модуля SimPCB. Рядом представлен материал о новом инструменте «Трассировка пучка треклов», который сочетает преимущества автоматической и интерактивной трассировки и ускоряет работу с топологией.

Любителям аналоговой электроники будет интересна модернизированная конструкция аудиоусилителя на базе ОУ LM3886 и высокоскоростных ОУ ОРА1642/ОРА1644. Представлены схемы, результаты измерений и особенности конструкции, обеспечивающие чистую переходную характеристику и высокое качество звучания.

Также в номере – устройство часов на микроконтроллере AT89C4051, отображающее время в шести часовых поясах и выполняющее функцию термометра.

Завершает выпуск третья часть цикла к 130-летию со дня рождения И. Е. Тамма, посвящённая поверхностным состояниям Тамма и их связи с современными фотонными кристаллами.

Следите за новостями на www.cta.ru и в наших социальных сетях. Благодарим вас за внимание и поддержку. Читайте с удовольствием и создавайте новое вместе с нами!

Юрий Широков, главный редактор

Журнал «Современная электроника»

Издаётся с 2004 года

Главный редактор Ю. В. Широков

Заместитель главного редактора А. В. Малыгин

Редакционная коллегия А. Е. Балакирев, В. К. Жданкин,

С. А. Сорокин, Р. Х. Хакимов

Вёрстка М. Ю. Соколов

Распространение Ю. А. Фенчева (shop@cta.ru)

Реклама Н. А. Антипов +7 (968) 567-30-06 (antipov.n@cta.ru)

Учредитель и издатель ООО «СТА-ПРЕСС»

Генеральный директор К. В. Седов

Адрес учредителя и издателя:

117279, г. Москва, ул. Профсоюзная, д. 108,
пом/ком/эт 1/67/тех

Почтовый адрес: 117437, г. Москва,
Профсоюзная ул., 108

Тел.: (495) 232-00-87

shop@cta.ru • www.cta.ru

Производственно-практический журнал

Выходит 9 раз в год. Тираж 10 000 экз.

Цена свободная

Журнал зарегистрирован в Федеральной службе по надзору за соблюдением законодательства в сфере массовых коммуникаций и охране культурного наследия (свидетельство ПИ № ФС77-18792 от 28 октября 2004 г.)

Отпечатано: ООО «МЕДИАКОЛОР».

Адрес: Москва, Сигнальный проезд, 19,
бизнес-центр Вэлдан.

Тел./факс: (499) 903-69-52

Перепечатка материалов допускается только с письменного разрешения редакции.

Ответственность за содержание рекламы несут рекламодатели.

Ответственность за содержание статей несут авторы.

Материалы, переданные редакции, не рецензируются и не возвращаются.

Мнение редакции не обязательно совпадает с мнением авторов.

Все упомянутые в публикациях журнала наименования продукции и товарные знаки являются собственностью соответствующих владельцев.

© СТА-ПРЕСС, 2025

Мы в соцсетях



СОДЕРЖАНИЕ 9/2025

РЕКЛАМОДАТЕЛИ

EREMEX 4-я стр. обл.

LITEMAX 19

Элеконд 45



Интервью с Михаилом Нагорским, техническим директором Концерна Гудвин (Гудвин Европа).

КАК СОЗДАТЬ ДОВЕРЕННЫЙ АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ПРОМЫШЛЕННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ

В этом интервью подробно разбирается отечественная разработка полного цикла — от схемотехники и ПО до производства. Речь идет не просто о трекерах, а о комплексной системе, которая в режиме реального времени мониторит:

- Локацию без GPS (с помощью маяков и измерения расстояния по задержке сигнала в Bluetooth).

- Состояние сотрудника: пульс (браслет с пульсоксиметрией), положение тела (акселерометр), активность.

- Внешнюю среду: загазованность, температура, влажность.

Узнайте, как организована гибридная сеть (LoRaWAN для данных, Bluetooth для маяков, Wi-Fi для конфигурации), как решены проблемы энергопотребления и как система интегрируется с профессиональными радиостанциями. Это готовое, работающее решение, которое уже поставляется тысячами штук в год.



ЭЛЕМЕНТЫ И КОМПОНЕНТЫ

- 4** Высокоэффективные радиационно-стойкие DC/DC-преобразователи повышенной мощности на основе нитрид-галлиевых транзисторов

Виктор Жданкин

- 14** Китайские производители соединителей, кабелей и кабельных сборок мм-диапазона. Часть 1. Компания Suzhou Talent Microwave

Кива Джуринский, Антон Одолевский, Антон Сычёв

- 20** Соединители серии СКЦ102 для высокоскоростной передачи информации, работы в радиочастотных трактах, мультиплексорных линиях информационного обмена и подключения питания

Сергей Галинович

ПРОЕКТИРОВАНИЕ И МОДЕЛИРОВАНИЕ

- 24** Расчёт электрических параметров линий передачи на печатной плате в Delta Design. Часть 1

Вячеслав Кухарук, Виктор Ухин

- 28** «Трассировка пучка треков» – инструмент для творчества

Вадим Грачёв, Максим Елисейев, Александр Старков, Александр Гладкевич, Дмитрий Сорока, Дмитрий Тимасов

ИНЖЕНЕРНЫЕ РЕШЕНИЯ

- 32** Новые усовершенствования аудиоусилителя на базе ОУ LM3886, включённого в мостовом режиме работы

Алексей Кузьминов

- 46** Часы на микроконтроллере для контроля времени в шести часовых поясах

Сергей Шишкин

СТРАНИЦЫ ИСТОРИИ

- 50** К 130-летию со дня рождения великого советского физика Игоря Евгеньевича Тамма. Часть 3. Поверхностные состояния Тамма и фотонные кристаллы

Виктор Алексеев

- 60** СВОДНОЕ СОДЕРЖАНИЕ ЖУРНАЛА ЗА 2025 ГОД

Высокоэффективные радиационно-стойкие DC/DC-преобразователи повышенной мощности на основе нитрид-галлиевых транзисторов

Виктор Жданкин (viktor0557@gmail.com)

В статье приведён обзор характеристик и схемотехнических особенностей компактных радиационно-стойких источников электропитания. Приводится сравнение источников с коммутирующими элементами на основе GaN-транзисторов с источниками на основе MOSFET-транзисторов.

Введение

Повышение эффективности и уменьшение массогабаритных показателей всегда были в фокусе производства радиационно-стойких преобразователей. Ранее единственным возможным вариантом для применения в качестве коммутирующего устройства было применение радиационно-стойких MOSFET-транзисторов, с помощью которых можно наиболее эффективно использовать принцип оптимизации плотности тока для миниатюризации транзисторного ключа. Радиационно-стойкие MOSFET-транзисторы изготавливаются ограниченным числом производителей и часто требуют некоторых усилий для приобретения. Некоторые известные производители преобразователей напряжения для применения в бортовой космической аппаратуре вынуждены были приобретать партии кристаллов коммерческого уровня качества, которые тщательно отбирались для соответствия требованиям стандарта MIL-STD-883 «Test Methods and Procedures for Microelectronics» к элементам уровня качества Space (Class K). Не только наличие дефицита, но стоимость, характеристики и размеры также делают их сложными для выполнения разработки эффективного компактного источника питания. С недавними предложениями на продажу нитрид-галлиевых

(GaN) полевых транзисторов этот фокус стал реальностью.

В статье сделан фокус на 200-вольтовых GaN-транзисторах, которые используются в DC/DC-преобразователях с входным напряжением 100 В. Приведённые технические параметры получены по результатам разработки преобразователей напряжения серии SGRB120 компании VPT.

В настоящее время самый маленький радиационно-стойкий MOSFET транзистор с блокирующим напряжением 200 В предлагается в корпусе SMD-0.5, который имеет размеры 7,52×10,16 мм. Сопротивление в открытом состоянии $R_{DS(ON)}$ простирается от 0,13 до 0,4 Ом. Нитрид-галлиевый транзистор с блокирующим напряжением 200 В, предлагаемый компанией Efficient Power Conversion (EPC) Space, имеет размер 5,7×3,9 мм с сопротивлением канала в открытом состоянии 0,028 Ом. Радиационно-стойкий MOSFET почти в 3,5 раза больше, чем GaN-транзистор, и к тому же MOSFET имеет более чем в 4,5 раза большее сопротивление канала в открытом состоянии. Одними из компонентов с наибольшими потерями в конструкции источника питания всегда является коммутирующее устройство. Использование этой преобразовательной технологии позволяет сделать резкий скачок вперёд показателям энергоэффективно-

сти преобразователей напряжения, наряду с уменьшением общих массогабаритных показателей. В табл. 1 приводится сравнение некоторых параметров нитрид-галлиевых приборов и MOSFET транзисторов с блокирующим напряжением 200 В.

Нитрид-галлиевый транзистор имеет несколько преимуществ – размеры, сопротивление в открытом состоянии и коммутационные характеристики, которые делают его привлекательным для проектирования высокоэффективных DC/DC-преобразователей, однако он имеет некоторые отличия, которые не делают его прямой заменой для MOSFET. Ограниченное напряжение управления затвором и отсутствие паразитного внутреннего (параллельного) диода являются только двумя конструкционными проблемами, с которыми придётся столкнуться при использовании GaN-технологии. Специалисты по преобразовательной технике компании затратили много лет на совершенствование конструкции и имеют тысячи часов данных по ресурсным испытаниям для подтверждения надёжности и качества законченной конструкции и отдельных GaN-приборов.

В DC/DC-преобразователях серии SGRB120 применены GaN силовые транзисторы для обеспечения 400-ваттным преобразователям с входным напряжением 100 В параметров мирового класса, наряду с этим соответствуя всем жёстким директивам по снижению номинальных рабочих характеристик для космических применений.

Компания работала с силовыми GaN-транзисторами в течение более 7 лет, выпустив несколько изделий для полётных применений. Партнёрство компании с EPC (Efficient Power Conversion) Space было решающим для продвижения радиационно-стойких GaN-полупроводников для приме-

Таблица 1. Габариты и сопротивление в открытом состоянии GaN-транзисторов и MOSFET

	MOSFET 200 В	GaN FET 200 В	Сравнение
Площадь основания	7,52×10,16 мм	5,7×3,9 мм	В 3,5 раза меньше площадь у GaN-прибора
Сопротивление канала в открытом состоянии $R_{DS(ON)}$	0,13...0,4 Ом	0,028 Ом	В 4,5 раза больше сопротивление у MOSFET

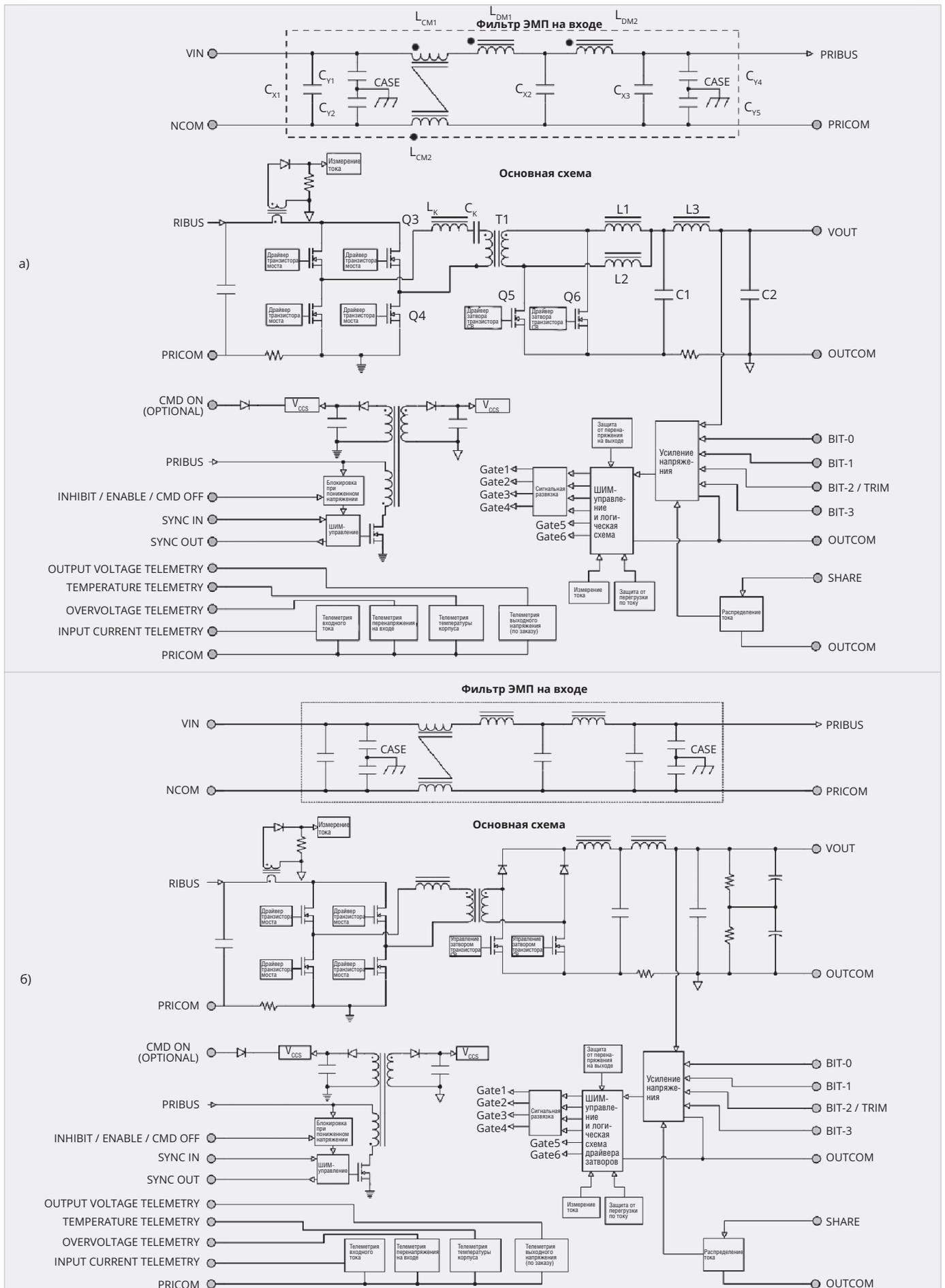


Рис. 1. Структурная схема преобразователей напряжения:
 а – с выходными напряжениями 15, 18 и 28 В; б – с выходным напряжением 50 В SGRB12050S

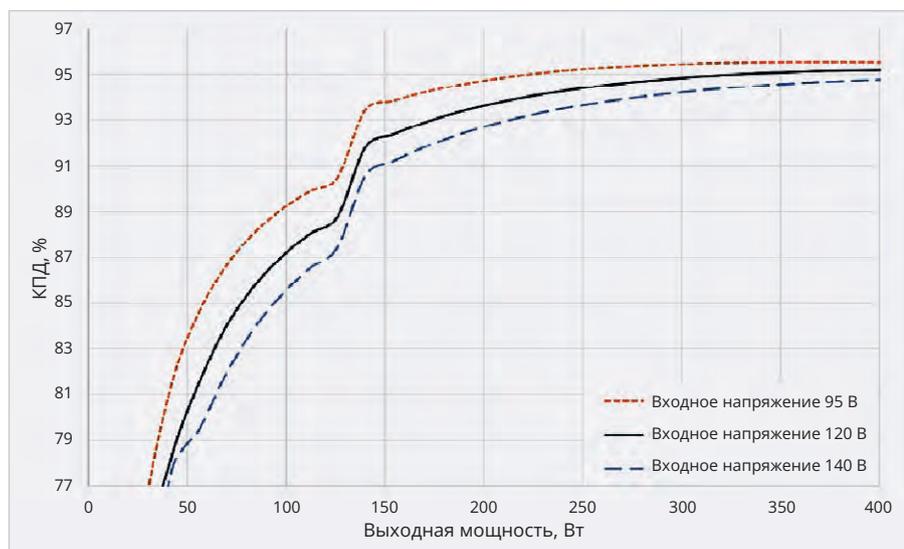


Рис. 2. Зависимость КПД преобразователя от мощности для модуля SGRB12028S при различных входных напряжениях при температуре +25°C

нения в космической промышленности. Далее в статье рассматриваются технические характеристики отмеченных несколькими наградами DC/DC-преобразователей серии SGRB для иллюстрирования улучшений размеров и эффективности, полученных при использовании GaN-транзисторов в сравнении с традиционными транзисторами MOSFET.

Обширный обзор полупроводниковых приборов на основе нитрида галлия, структура полевого GaN-транзистора, созданного компанией EPC Space, некоторых модульных блоков на основе GaN-транзисторов, конкретных применений электроэнергетических систем в космических проектах сделан в публикациях [1], [2].

Эффективность

Чрезвычайно высокий КПД и высокую рабочую частоту коммутации возможно обеспечить при использовании GaN-технологии. Приведённые далее данные относятся к модулям серии SGRB12000S, которые выполнены по двухтактной мостовой схеме со сдвигом фазы с рабочей частотой коммутации 500 кГц, имеющими выходной каскад с синхронным выпрямлением. Номинальное входное напряжение модулей 100 В, выходные напряжения 12, 15, 28 и 50 В при выходной мощности 400 Вт. На рис. 1а показана структурная схема моделей преобразователей с выходными напряжениями 15, 18 и 28 В, а на рис. 1б показана схема модели SGRB12050S с выходным напряжением 50 В. В схеме модуля с выходным напряжением 50 В несколь-

ко иначе выполнена схема выходного фильтра (последовательно соединённым конденсаторам параллельно установлены высокоомные резисторы для равномерного распределения напряжения между конденсаторами) и установлены развязывающие диоды в цепях стоков транзисторов синхронного выпрямителя.

Мостовая структура содержит транзисторные GaN-ключи Q1, Q2, Q3 и Q4, управляемые таким образом, что коммутация ключей первичной цепи осуществляется в моменты перехода напряжения через нуль при поддержании постоянной частоты переключения. Включённые последовательно с трансформатором дроссель L_k и индуктивность рассеяния с разделительным конденсатором C_k образуют последовательный резонансный контур. Через транзисторные ключи протекают резонансные токи, что позволяет формировать оптимальные траектории переключения транзисторов. Одним из ведущих факторов для высокой эффективности является низкое сопротивление в открытом состоянии нитрид-галлиевых полупроводниковых приборов. Во многих конструкциях специалисты по преобразовательной технике используют быстродействие GaN-компонентов для повышения рабочей частоты. В данном случае была выбрана топология с переключением при нуле напряжения для обеспечения наилучших общих характеристик в отношении размеров.

Для существенного снижения потерь мощности в выходном выпря-

мителе применяется схема синхронного выпрямления на транзисторах Q5 и Q6, которые управляются ШИМ-контроллером и драйверами затворов, расположенными на стороне синхронного выпрямителя, что позволяет уменьшить длительность фронтов управляющих напряжений на затворах транзисторов выпрямителя, что увеличивает КПД. Драйверы затворов, управляющие транзисторами синхронного выпрямителя и мостового стабилизатора, без затруднений способны управлять даже несколькими запараллеленными транзисторами. Управление синхронным выпрямителем посредством контроллера исключает перекрытие зон открытого состояния двух ключей – вводится задержка между сигналами управления синхронных ключей – и устраняет режим короткого замыкания вторичной обмотки, что позволяет повысить КПД из-за исключения токов короткого замыкания. Как отмечалось ранее, у GaN-транзистора нет паразитного диода, и при выключении у него образуется канал с обратной проводимостью. Поэтому для реализации преимущества GaN-транзисторов над кремниевыми MOSFET в синхронном выпрямителе необходимо обеспечить точное управление «мёртвым» временем каскада – интервал между закрытием нижнего ключа и открытием верхнего ключа или интервал времени между закрытием верхнего и открытием нижнего ключа. Потери на проводимость в GaN-транзисторах снижают, уменьшая величину мёртвого времени.

Низкое пороговое напряжение включения и небольшая ёмкость затвора GaN-транзисторов также создаёт некоторые проблемы при управлении ключами мостового преобразователя схемами драйверов.

ШИМ-контроллер, расположенный на вторичной стороне, реализует полный набор видов защит, которые обычно обеспечиваются контроллерами, устанавливаемыми на первичной стороне источника питания. Биполярные интегральные микросхемы изготовлены по технологическому процессу, позволяющему изготавливать быстродействующие приборы, обеспечивающие малые времена переключения силовых ключей, высокую рабочую частоту и малое время реакции источника питания.

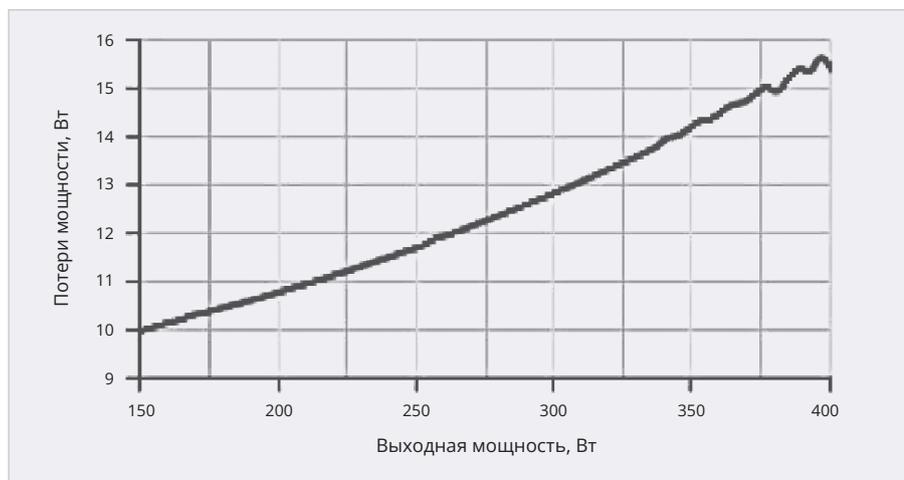


Рис. 3. Зависимость потерь мощности от выходной мощности для преобразователя SGRB12028S при температуре +25°C

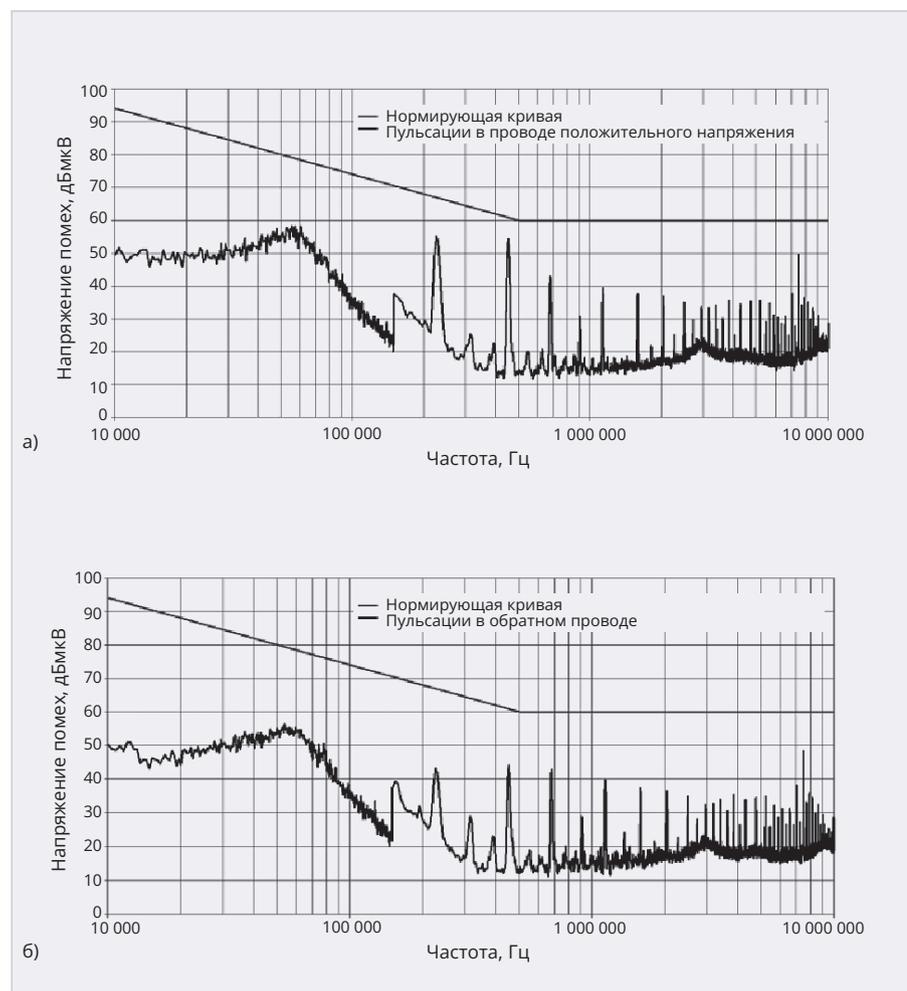


Рис. 4. Уровень кондуктивных помех на входных шинах преобразователя SGRB12028S:

- а) уровень помех в проводе положительного напряжения (Input Bus Positive);
 б) уровень помех в обратном проводе (Input Bus Return)

В приведённой упрощённой структурной схеме не указан способ осуществления симметрирования процесса перематчивания сердечника силового трансформатора и исключения эффекта инте-

грирования тока в переходных и аварийных режимах.

На рис. 2 показана зависимость КПД от выходной мощности при комнатной температуре для 400-ваттного модуля DC/DC-преобразователя

SGDRB12028S. График показывает от 75% до полной нагрузки впечатляющее значение КПД – выше 96%. От 50% до полной нагрузки – более чем 95%. Этот показатель является исключительным для DC/DC-преобразователя с нормируемой стойкостью к дозовым эффектам при суммарной накопленной дозе 100 крад и стойкостью к одиночным эффектам при воздействии заряженных частиц с линейными потерями энергии (ЛПЭ) 85 МэВ·мг/см². Это общий КПД, который включает входной фильтр электромагнитных помех, схему управления и измерительные схемы. Высокое значение КПД значительно сокращает рассеяние мощности и, следовательно, тепло, которое генерируется и должно быть удалено системой отвода тепла. На рис. 3 показана зависимость потерь мощности от выходной мощности, измеренная при температуре +25°C.

В фильтре, установленном на входе преобразователя, предусмотрена фильтрация дифференциальных и синфазных помех. Противофазные обмотки L_{CM1} и L_{CM2} синфазного дросселя эффективно гасят синфазные составляющие входного тока. Конденсаторы Y типа (C_{Y1} , C_{Y2} , C_{Y3} , C_{Y4}) принадлежат к фильтру синфазных помех, а конденсаторы X типа (C_{X1} , C_{X2} , C_{X3} , C_{X4}) относятся к фильтру дифференциальных помех. Дискретные дроссели L_{DM} предназначены для подавления дифференциальной составляющей помехи. Уровни кондуктивных помех при входном напряжении 120 В во входном (Input Bus Positive) и обратном проводе (Input Bus Return) модуля SGRB12028S приведены на рис. 4. Уровни напряжения помех в диапазоне частот от 10 кГц до 10 МГц ниже нормирующей кривой категории CE102 стандарта MIL-STD-461G Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipment, Revision G. Defense Acquisition System. Пределы, указанные в категории CE102, соответствуют именно уровням напряжения и установлены в дБмкВ.

Установленный на выходе двухзвенный LC-фильтр подавляет пульсации выходного напряжения. Пульсации выходного напряжения модуля SGRB12028S составляют 100 мВ (двойная амплитуда). Для дополнительно-

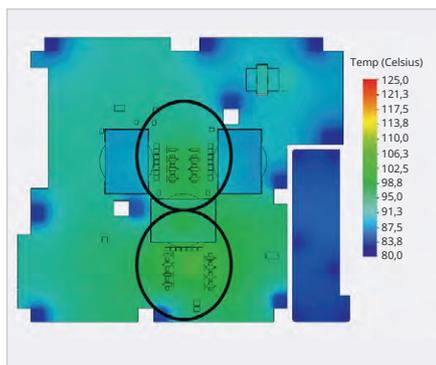


Рис. 5. Температурное моделирование нитрид-галлиевых полупроводниковых приборов в вакууме

го уменьшения пульсаций на выходе можно установить керамический конденсатор небольшой ёмкости от 1 до 10 мкФ. Для большинства применений этого вполне достаточно. Максимальная ёмкостная нагрузка модуля SGRB12028S составляет 100 мкФ. Более высокая выходная ёмкость может привести к проблеме запуска преобразователя, а также уменьшить скорость нарастания выходного напряжения при быстрых изменениях в нагрузке.

У двухтактных стабилизаторов, выполненных по мостовой схеме, частота импульсов на входе сглаживающего выходного фильтра в два раза выше частоты коммутации транзисторов, а переключение силового ключа при нулевом напряжении уменьшает уровень электромагнитных помех. Это обстоятельство позволяет уменьшить номиналы индуктивности дросселей и ёмкостей конденсаторов выходного сглаживающего фильтра при заданной частоте коммутации транзисторов.

Тепловые параметры

На рис. 5 демонстрируется температурное моделирование печатной платы с температурой основания +85°C на стороне нитрид-галлиевых приборов. GaN-элементы на первичной и вторичной стороне на рисунке обведены кругами. Элементы GaN на первичной стороне (в схеме синхронного выпрямителя) достигают температуры наихудшего случая +103°C, а элементы на вторичной стороне достигают максимальной температуры +100°C. Максимальный перегрев +18°C является приемлемым для 400-ваттного импульсного преобразователя и находится в пределах максимальной рабочей температуры нитрид-галлиевых приборов.

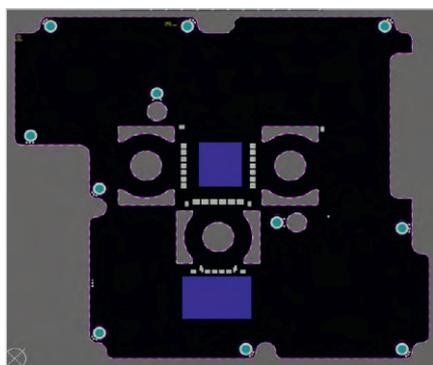


Рис. 6. Печатная плата модуля серии SGRB с установленными GaN-транзисторами

GaN-транзисторы имеют отличные тепловые характеристики при установке на печатную плату, оптимизированную для получения лучших электрических характеристик. Это достигается с помощью простых, технологичных и экономически эффективных решений.

Модули серии SGRB12000S рассчитаны для работы с полной нагрузкой при температуре +85°C. Функционирование свыше +85°C допускается при сниженной мощности. Более точно, выходная мощность должна снижаться линейно от полной мощности при +85 °C до половинной мощности при температуре +90°C и до нулевой мощности при температуре +95°C. Рабочая температура преобразователя определяется на основании корпуса модуля. Преобразователи спроектированы для отвода тепла за счёт теплопроводности (кондуктивный теплоотвод) при соединении теплоотводящего основания корпуса модуля с радиатором, металлическим шасси или другой теплоотводящей поверхностью.

Величина среднего времени работки до отказа (Mean Time Between Failure, MTBF), модуля SGRB12028S, рассчитанное по стандарту надёжности MIL-HDBK-217F «Reliability Prediction of Electronic Equipment» для условий орбитального космического полёта при температуре окружающей среды +55°C составляет 1 950 000 ч.

Конструкция и состав серии

Габариты и вес являются важными факторами в любой энергетической системе спутника, так как оба параметра непосредственно связаны со стоимостью запуска. Конструкция полного моста со сдвигом фазы требует суммар-

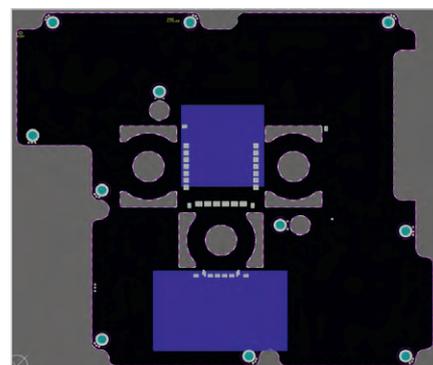


Рис. 7. Печатная плата модуля серии SGRB с установленными транзисторами MOSFET

но 6 коммутирующих ключей. Для того чтобы достичь высокого КПД, применяются составные силовые ключи, соединённые параллельно, не только для распределения тепла, но также для понижения потерь проводимости. Было обнаружено, что оптимальная эффективность проявляется за счёт уменьшения потерь проводимости, когда на первичной стороне размещено параллельно два GaN-транзистора, а вторичная сторона имеет четыре GaN-транзистора, включённых параллельно. Таким образом, общее число GaN-транзисторов – 16. Применение такого количества MOSFET транзисторов в корпусах SMD-0.5 потребовало общей площади 1222 мм² по сравнению с 355 мм² для нитрид-галлиевых устройств. При использовании MOSFET площадь в 3,4 раза больше, с более высоким $R_{DS(ON)}$ и более высокими потерями проводимости.

На рис. 6 выделена компоновка печатной платы, голубые квадраты представляют площадь, которую занимают нитрид-галлиевые устройства. Так как площадь должна быть оставлена для трассировки сигналов управления затворами и рассеивания тепла, устройства не могут размещаться, касаясь друг друга.

На рис. 7 показана такая же компоновка печатной платы с синими квадратами, представляющими повышенную площадь при использовании MOSFET-транзисторов в корпусах SMD-0.5. Из сравнения схем ясно, что повышенный размер будет форсировать увеличение общего размера конструкции, которая также увеличит вес и стоимость.

Конструктивно преобразователь выполнен на многослойной печатной плате, на которой размещены силовые транзисторы, микросхемы

в корпусах для поверхностного монтажа; силовой трансформатор, развязывающий трансформатор, дроссель выполнены на низкопрофильном сердечнике с плоскими печатными обмотками. Печатная плата размещается в алюминиевый корпус с никелевым покрытием. Разъёмы для подключения модуля к системе управления расположены на боковых стенках корпуса. Предлагается два вида конструкций корпуса – для вертикального и горизонтального монтажа (рис. 8). Габаритные размеры корпуса для вертикального монтажа – 173,39×151,9×19,05 мм, вес 850 г, исполнение для горизонтальной установки имеет размеры 161,29×139,7×19,4 мм (вес 765 г).

Алюминиевый корпус обеспечивает дополнительную защиту полупроводниковых компонентов от воздействия ионизирующих излучений космического пространства естественных радиационных поясов Земли – от воздействия дозы электронов и протонов.

В табл. 2 представлены основные технические характеристики модулей серии SGRB120. Но возможно изготовление преобразователей напряжения в соответствии с техническими условиями заказчика.

Сервисные функции

Для безопасной эксплуатации и расширения возможностей практического использования модули серии SGRB120 снабжены обширным набором сервисных и защитных функций.

Управление включением/выключением

Функция запрета (INHIBIT)

Сигнал внешнего управления на вход INHIBIT со стороны первичной цепи подаётся относительно входной «силовой земли» PRICOM. Сигнал низкого уровня на этом входе блокирует выход преобразователя, снимает напряжение смещения с внутренних схем управления и устанавливает



Рис. 8. Внешний вид конструкции преобразователей напряжения серии SGRB120 (крышка снята), созданных с применением нитрид-галлиевой технологии

преобразователь в состояние минимального потребления тока от внешнего источника. Размыкание сигнала управления на выводе INHIBIT (обеспечивается на входе логическая 1) разблокирует выход, позволяя преобразователю функционировать в нормальном режиме. К выводу должно быть приложено напряжение ниже 1,5 В для блокировки выходного канала. Если вывод не используется, он должен быть оставлен в разомкнутом состоянии.

Сигнал включения (ENABLE)

В качестве альтернативы сигналу INHIBIT вывод управления ENABLE, расположенный на первичной стороне, подаётся относительно входной «силовой земли» PRICOM. Когда вход находится в разомкнутом состоянии, блокируется выход преобразователя, снимается напряжение смещения со всех внутренних схем управления, и преобразователь устанавливается в состояние минимального потребления тока. Если же вывод переводится на уровень логического «0», выход преобразователя разблокируется, позволяя преобразователю работать в нормальном режиме. К выводу должно быть приложено напряжение ниже 0,75 В для активирования

выхода. В том случае, когда вывод не используется, он должен быть закорочен на шину силовой земли PRICOM.

Команда включения/выключения (Command On & Off)

В качестве альтернативы INHIBIT преобразователь взамен может быть сконфигурирован использованием схем Command On и Command Off. Для включения выходного канала в качестве сигнала Command On применяется номинальное напряжение 28 В. Для включения внутренних схем преобразователя SGRB12000S требуется источник с выходным током 400 мА. Сигнал должен быть приложен минимум в течение 40 мс и входное напряжение для включения преобразователя должно быть в номинальном диапазоне от 95 до 140 В.

Для выключения преобразователя используется сигнал Command Off с номинальным напряжением 28 В. Для гарантированного выключения сигнал должен иметь минимальную длительность 40 мс. Если было выполнено выключение сигналом Off, для обратного включения преобразователя должен быть повторён сигнал Command On.

Невозможно сконфигурировать преобразователь для применения нескольких вариантов сигналов включения/выключения; только один вариант должен быть выбран при заказе.

Регулировка выходного напряжения

Двоичный код (биты)

Необходимое значение выходного напряжения преобразователя может

Таблица 2. Основные характеристики модулей серии SGRB120

Модель	Выходное напряжение, В	Ток нагрузки, А	Мощность, Вт	КПД (тип.), %	Пульсация выходного напряжения (двойная амплитуда), мВ
SGRB12015S	14,74...15,28	24	396	93,5	85
SGRB12018S	17,69...18,32	22,2	400	93,5	100
SGRB12028S	27,51...28,49	14,3	400	95	100
SGRB12050S	49,12...50,88	9	400	95	200

быть установлено одним из двух способов. В том случае, когда преобразователь сконфигурирован, чтобы использовать двоичный код, четыре высокоимпедансных входа (Bit-0, Bit-1, Bit-2, Bit-3) должны быть установлены в низкое состояние для изменения выходного напряжения в соответствии с заданными кодами (приведены в справочном листке). Значение выводов ВIT отсчитывается относительно выходной силовой земли OUTCOM. Каждый вывод, оставленный разомкнутым, будет подтянут внутренней схемой к уровню 10 В через резистор 40 кОм, что переводит этот разряд в высокий уровень. Состояния на выводах ВIT могут изменяться, когда выходной канал модуля SGRB активирован.

Регулировка внешним резистором TRIM

Если преобразователь сконфигурирован для использования регулировочного резистора, в таком случае резистор соответствующего номинала может быть подключён между выводами TRIM и OUTCOM для регулирования выходного напряжения в соответствии с данными в таблице (приведена в справочном листке). Для соответствия точностным параметрам следует применять резисторы с точностью 0,1%.

Невозможно сконфигурировать преобразователь для применения обоих вариантов: может быть выбран только один вариант.

Синхронизация частоты преобразования (SYNC IN, SYNC OUT)

Для обеспечения оптимальных параметров преобразователей серии SGRB1200S они работают с частотой переключения примерно 450 кГц (от 400 до 500 кГц). Преобразователи серии SGRB12000S снабжены входом синхронизации (SYNC IN) и выходом синхросигнала (SYNC OUT), оба сигнала отсчитываются относительно «силовой земли» PRICOM. Вход может управляться внешним генератором синхросигнала или выходным сигналом с вывода SYNC OUT другого преобразователя серии SGRB. Внутренний генератор и внутренний силовой каскад будут работать на частоте синхросигнала, поданного на вход SYNC IN. Коэффициент заполнения прямоугольных синхросигнала дол-

Таблица 3. Испытания на радиационную стойкость и уровни факторов

Радиационная среда		Приёмочные радиационные испытания (RLAT) партии полупроводниковых элементов	Определение параметров стойкости на уровне модуля
Суммарная поглощённая доза	Высокая мощность дозы	100 крад	100 крад
Суммарная поглощённая доза	Низкоинтенсивное облучение	100 крад	100 крад
Одиночные эффекты (SEE)	Катастрофические отказы (SEB, SEGR, SEL)	Не применяется	≥ 85 МэВ·см ² /мг
	Обратимые отказы (SET, SEU, SEF)	Не применяется	≥ 85 МэВ·см ² /м
Эффекты смещения атомов в полупроводниковом материале из устойчивых положений в кристаллической решётке		Флюенс 5×10^{11} нейтронов/см ²	Флюенс 5×10^{11} нейтронов/см ²

жен быть в диапазоне от 40 до 60%. Для исключения попадания шумов через этот вход необходимо использовать правильную компоновку элементов и разводку печатной платы. Для обеспечения устойчивой работы преобразователя частота внешнего синхросигнала должна быть больше рабочей частоты ШИМ-контроллера – от 500 до 550 кГц. Синхронизация частоты применяется при параллельно включённых преобразователях для исключения выброса в пульсации выходного напряжения, когда выходные пульсации отдельных модулей оказываются в одной фазе [3].

Синхронизированные преобразователи следует размещать физически как можно ближе друг к другу и совместно использовать низкоимпедансное соединение с общим проводом PRICOM. В том случае, когда вывод SYNC IN не используется, он может быть оставлен разомкнутым или соединён с общим проводом PRICOM.

На отсутствие в большинстве отечественных радиационно-стойких источников питания (за редким исключением) входа синхронизации указывают российские разработчики бортовой аппаратуры космических аппаратов [4]. Применение таких источников питания в космической технике требует разработки дополнительных схем синхронизации и дополнительных обвязывающих элементов, что также сказывается на массогабаритных характеристиках бортовой аппаратуры. Разработчики унифицированных модулей питания не одобряют режима синхронизации частоты внешним синхросигналом во избежание проблем и отказов, так как пользователь может подать некорректный сигнал – не заданной

амплитуды, формы и допустимого диапазона частот [5].

Режим синхронизации частоты внешним синхросигналом не является необходимым, если это не оговорено системными ограничениями.

Параллельное соединение (SHARE)

Модули серии SGRB12000S имеют вход SHARE для активного равномерного распределения тока между параллельно соединёнными модулями. Для активирования распределения нагрузки выводы SHARE всех параллельно соединённых модулей подключаются одним проводом. Параллельно соединённые модули следует размещать как можно ближе друг к другу и использовать совместно низкоимпедансное соединение с общим проводом OUTCOM. Симметричная топология выходных дорожек улучшит точность распределения тока. Если вывод не используется, его оставляют разомкнутым.

Защитные функции

Наличие интегрированных схем защиты у преобразователей, предназначенных для эксплуатации в жёстких условиях космического пространства, позволяет повысить безопасность работы.

Блокировка при пониженном напряжении на входе

При входном напряжении ниже напряжения включения, преобразователь остаётся в выключенном состоянии, потребляя минимальный ток от первичного источника. Когда входное напряжение превысит напряжения включения, преобразователь включится. Схема блокировки разработана чтобы выдерживать медленное нараста-

Таблица 4. Краткое изложение программы обеспечения радиационной стойкости (RHA)

Процедура испытания	Программа RHA для изолированных DC/DC-преобразователей серии SGRB
Суммарная поглощённая доза	Чувствительные полупроводниковые компоненты подвергаются испытаниям на стойкость к эффекту полной накопленной дозы до 100 крад согласно разделу Method 1019.6 Ionizing Radiation (Total Dose) Test Procedure стандарта MIL-STD-883F. Преобразователи квалифицированы до 100 крад (Si)
Длительное воздействие низкой мощности дозы (ELDRS)	Все биполярные ИМС испытывались. Преобразователи испытывались при длительном воздействии низкой мощности дозы (ELDRS) в соответствии с MIL-STD-883F Метод 1019.6 раздел 3.13 (воздействующая мощность дозы ≤ 50 рад/с)
Одиночные эффекты (SEE)	Преобразователи квалифицированы до ЛПЭ ≥ 85 МэВ·см ² /мг для катастрофических одиночных эффектов (SEL, SEB, SEGR) и для SEFI (одиночный эффект функционального прерывания) при воздействии тяжёлых ионов. Преобразователи также анализировались по сечениям одиночных переходных эффектов SET (переходная ионизационная реакция в виде импульсов напряжения в выходных цепях) при различных значениях ЛПЭ в наихудших случаях
Испытание на стойкость к радиации партии компонентов (RLAT)	Все партии чувствительных полупроводниковых элементов подвергаются выборочным испытаниям по стойкости к суммарной поглощённой дозе при большой мощности дозы и/или низкой мощности дозы, как это предусмотрено для типа компонента

ние входного напряжения. Схема немедленно выключит выходное напряжение, как только входное напряжение опустится ниже порогового напряжения 87 В. Когда входное напряжение находится в диапазоне ниже 94 В и выше порогового напряжения выключения, модуль будет работать, но технические параметры могут не соответствовать нормированным электрическим характеристикам.

Плавное нарастание выходного напряжения

Функция плавного запуска (soft start) используется в модулях для обеспечения нарастания выходного напряжения в контролируемом режиме, устраняющем перерегулирование выходного напряжения и ограничивающим пусковой ток при включении. Плавный запуск в режиме регулирования по напряжению обеспечивает постоянство формы выходного напряжения безотносительно изменению тока нагрузки. Время установления выходного напряжения приблизительно 30 мс. При нормальных условиях ток, втекающий из первичного источника энергии при включении, не превышает входного тока при полной нагрузке. Время задержки включения отсчитывается от момента приложения входного напряжения (передний фронт сигнала INHIBIT, задний фронт сигнала ENABLE или

передний фронт сигнала Command On) до достижения выходным напряжением 90% от установившегося значения.

Защита от перегрузки

Модули серии SGRB12000S содержат интегрированную схему защиты от перегрузки и короткого замыкания. Если сопротивление нагрузки оказывается небольшим в результате неисправности, схема управления постоянным выходным током уменьшает коэффициент заполнения частоты для ограничения выходного тока до приблизительно 125% его номинального значения. Преобразователь продолжит выдавать ток в режиме перегрузки или короткого замыкания. Эта функция позволяет преобразователю запускаться при любой ёмкостной нагрузке. Восстановление нормального режима осуществляется автоматически и немедленно после устранения аварийного режима. Длительная работа при коротком замыкании или перегрузке может вызвать рассеяние чрезмерной тепловой мощности. Следует уделять внимание контролю рабочей температуры преобразователя в этих условиях.

Функции дистанционного измерения параметров (телеметрия)

Измерительные схемы обеспечива-ют измерение температуры, выход-

ного напряжения (по заказу), перенапряжения на выходе, входного тока и формирования аналоговых сигналов для передачи в систему управления.

Гарантирование радиационной стойкости

Применяется традиционный подход к радиационным испытаниям компонентов на радиационную стойкость для гарантирования технических характеристик при воздействии радиационных факторов космического пространства. Программа по гарантированию радиационной стойкости (Radiation Hardness Assurance, RHA) компании, утверждённая Департаментом материально-технического снабжения МО США, подтверждает документами методы и процедуры для гарантирования технических параметров при воздействии различных радиационных факторов космического пространства, включая суммарную накопленную дозу, одиночные эффекты. Кроме того, принимаются во внимание эффекты восприимчивости к длительному воздействию низкой мощности дозы (Enhanced Low Dose-Rate Sensitivity, ELDRS) всех биполярных ИС, используемых в преобразователях серии SGRB. Стойкость гарантируется сочетанием исследований на уровне преобразователя и радиационных испытаний партий всех чувствительных полупроводниковых компонентов (Radiation Lot Acceptance Testing, RLAT), применяющихся в преобразователе. В табл. 3 и 4 представлены результаты испытаний компонентов и преобразователей и краткий обзор программы гарантирования радиационной стойкости (RHA).

Отбраковочные испытания

С целью выявления потенциально ненадёжных изделий проводятся отбраковочные испытания изделий.

Термоциклирование – температура окружающей среды меняется в диапазоне от -35°C до $+85^{\circ}\text{C}$. Изменение температуры осуществляется со скоростью 5°C в минуту, выдержка в течение 30 минут. Термоциклы (количество циклов 10) позволяют ускорить скрытые дефекты в конструкции.

Случайная вибрация – испытания по трём осям XYZ в течение 60 с, сред-

неквадратическое значение ускорения 7,4g.

Окончательный контроль по электрическим параметрам проводится при температурах -35°C , $+25^{\circ}\text{C}$ и $+85^{\circ}\text{C}$.

Заключение

Повышение эффективности и уменьшение веса определяли тенденцию к возрастанию в отрасли производства радиационно-стойких преобразователей напряжения на протяжении более десятилетия. Традиционные радиационно-стойкие MOSFET-транзисторы не позволяли получить эти улучшения и требуют все больше усилий для приобретения. Недавнее внедрение GaN-транзисторов на рынок предложило многообещающие результаты в повышении эффективности, уменьшении веса и размеров. В статье были выделены преимущества использования GaN-транзисторов над традиционными MOSFET-структурами для источников питания используемых в высоконадёжном космическом оборудовании.

В общем, нитрид-галлиевые устройства могут быть отличным выбором для повышения рабочих характеристик и уменьшения габаритов импульсных источников питания. Тем не менее они создают специфические проблемы при конструировании и поэтому не являются решением на все случаи жизни. Компания VPT была одним из первых приверженцев этой технологии и в большой степени инвестировала в исследование и развитие энергетических систем, основанных на нитрид-галлиевых приборах. В результате работы было создано несколько заказных изделий, которые были реализованы для применения в космических полётах. Первыми стандартными DC/DC-преобразователями, который полностью основаны на GaN-технологии, являются модули серии SGRB. Она включает многие усовершенствования конструкции и улучшений для повышения надёжности, которые были приобретены по результатам опытно-конструкторских работ с нитрид-галлиевой технологией.

Литература

1. Рентюк В. Системы питания и перспективы использования GaN в космических аппаратах. Часть 1. Питание КА, общие принципы // Силовая электроника. 2019. № 6.
2. Рентюк В. Системы питания и перспективы использования GaN в космических аппаратах. Часть 2: питание КА, практические решения // Силовая электроника. 2020. № 1.
3. Миронов А.А. Эволюция технических требований к унифицированным модулям питания // Современная электроника. 2019. № 6.
4. Краснов М., Лукьянов Е., Авсюкевич Д. и др. Специализированные источники вторичного электропитания для космической промышленности // Силовая электроника. 2023. № 2.
5. Миронов А.А. Синхронизация частоты преобразования унифицированных модулей питания с ШИМ-контроллером внешним синхросигналом // Практическая силовая электроника. 2018. № 3 (71).



НОВОСТИ МИРА. ЧИТАЙТЕ НА ПОРТАЛЕ WWW.CTA.RU

Миниатюрные гибридно-плёночные DC/DC-преобразователи для применения в аппаратуре специального назначения

Компактные гибридно-плёночные DC/DC преобразователи серий LDWI, LPT/12, LPT/15, LPT/30 и LFX, предлагаемые XMTI (Xi'an Microelectronics Technology Institute – Сианьский технологический институт микроэлектроники), созданы с применением одноконтурной обратно- и прямоходовой топологий.

В устройствах реализуется активное ограничение напряжения на силовых компонентах схемы, а для повышения КПД на выходе применяется синхронное выпрямление.

Применение оптоэлектронной гальванической развязки в цепи обратной связи позволяет исключить трансформатор, что содействует миниатюризации. КПД преобразования напряжения до 90% (в отдельных моделях), а удельная мощность 3060 Вт/дм³ без учёта теплоотвода для моделей серии LFX.

Интегрированы схемы защиты от пониженного входного напряжения, перегрузки по току. Функция дистанционного выключения при помощи специального вывода повышает гибкость применения преобразователей в системе электропитания, позволяя ре-

ализовать определённый алгоритм подачи питания к отдельным узлам системы. Функция точной настройки выходного напряжения обеспечивается подключением подстроечного резистора. Синхронизация частоты работы преобразователей в системе внешним сигналом (для модулей серии LPT/30) позволяет уменьшить пульсации потребляемого устройствами тока. Для снижения уровня помех на входных проводниках рекомендуется использовать фильтрующие модули, которые обеспечивают соответствие нормам напряжения помех CE102 согласно национальному стандарту GJB151A 97 (в некоторой степени соответствует стандарту MIL-STD-461).

Модули предназначены для применения в системах электропитания военной, авиационной и ракетной техники, а также в иных специализированных областях, где критична компактность оборудования.

Основные параметры:

- толстоплёночная гибридная технология, обеспечивающая высокую плотность упаковки компонентов в бескорпусном исполнении и высокую степень герметичности изделия;
- диапазон рабочих температур от -55°C до $+125^{\circ}\text{C}$ (на основании корпуса);
- входное напряжение: 16–36 В, 16–40 В, 16–50 В; номинальное значение – 28 В;



- выходные мощности: 3, 12, 15, 30 и 50 Вт;
- высокая удельная мощность и КПД (до 90%);
- сервисные функции:
 - дистанционное выключение внешним сигналом со стороны входа;
 - блокировка при пониженном входном напряжении;
 - защита от короткого замыкания;
 - синхронизация частоты преобразования внешним сигналом (для серии LPT/30);
 - регулировка выходного напряжения (для одноканальных моделей серии LFX);
 - высокоэффективное синхронное выпрямление.

Для получения дополнительной информации по продукции XMTI вы можете обращаться по электронной почте info@prochip.ru.



НОВОСТИ МИРА. ЧИТАЙТЕ НА ПОРТАЛЕ WWW.CTA.RU

Высокотемпературные гибридно-плёночные DC/DC-преобразователи

Для таких применений, где возникает необходимость работы при температурах до +175°C, ХМТИ (Xi'an Microelectronics Technology Institute) предлагает специальную серию устройств.

Для минимизации сопротивления теплопередачи от элементов конструкции к поверхности тепловода и обеспечения герметичности модули серий LCH, LSA и LHF с выходными мощностями 5–20 Вт выполнены по толстоплёночной гибридной технологии.

В однотактных обратноходовых модулях для повышения КПД (86% у 20-ваттных моделей) и уменьшения габаритов корпуса применяются методы: активное ограничение напряжения на элементах схемы,

синхронные выпрямители на основе МДП-транзисторов, схемы возврата энергии в первичный источник. Имеется оптронная гальваническая развязка, что также позволяет уменьшить размеры изделия.

Напряжение питания модулей 15–50 В с допустимыми выбросами до 80 В длительностью 1 с (серии LHF+ и LHF). Удельная мощность преобразователей на уровне зарубежных изделий – 2430 Вт/дм³ для 20-ваттных моделей.

Основные параметры высокотемпературных модулей:

- гибридно-плёночная технология, обеспечивающая высокую плотность упаковки компонентов и герметичность конструкции;
- эксплуатация при температурах от –55°C до +175°C;
- диапазон входного напряжения 15–50 В;
- выходные мощности 5–20 Вт;



- сервисные и защитные функции: дистанционное управление включением и выключением со стороны входа; блокировка при пониженном входном напряжении; защита от короткого замыкания.

Для получения дополнительной информации по продукции ХМТИ обращайтесь по электронной почте info@prochip.ru.



Основные характеристики высокотемпературных DC/DC-преобразователей

Модель	Выходная мощность, Вт	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Выходной ток, А	КПД (тип.) %	Масса, г	Габариты корпуса, мм
LCH2805S-H	5	15–50	5	1	76	13,5	25,24×20,76×6,73
LCH2812S-H	5	15–50	12	0,417	77	13,5	25,24×20,76×6,73
LCH2815S-H	5	15–50	15	0,333	78	13,5	25,24×20,76×6,73
LCH2805D-H	5	15–50	±5	±0,5	78	13,5	25,24×20,76×6,73
LCH2815D-H	5	15–50	±15	±0,166	75	13,5	25,24×20,76×6,73
LSA2805S-H	8	15–50	5	1,6	78	20	27,51×27,51×7,1 (без фланцев)
LSA2805SF-H	8	15–50	5	1,6	78	23	38,7×27,51×7,1 (с монтажными фланцами)
LSA2812S-H	8	15–50	12	0,66	80	25	27,51×27,51×7,1 (без фланцев)
LSA2812SF-H	8	15–50	12	0,66	80	25	38,7×27,51×7,1 (с монтажными фланцами)
LSA2815S-H	8	15–50	15	0,53	80	25	27,51×27,51×7,1 (без фланцев)
LSA2815SF-H	8	15–50	15	0,53	80	25	38,7×27,51×7,1 (с монтажными фланцами)
LSA2805D-H	8	15–50	±5	±0,8	78	25	27,51×27,51×7,1 (без фланцев)
LSA2805DF-H	8	15–50	±5	±0,8	78	25	38,7×27,51×7,1 (с монтажными фланцами)
LSA2812D-H	8	15–50	±12	±0,33	80	25	27,51×27,51×7,1 (без фланцев)
LSA2812DF-H	8	15–50	±12	±0,33	80	25	38,7×27,51×7,1 (с монтажными фланцами)
LSA2815D-H	8	15–50	±15	±0,26	80	25	27,51×27,51×7,1 (без фланцев)
LSA2815DF-H	8	15–50	±15	±0,26	80	25	38,7×27,51×7,1 (с монтажными фланцами)
LHF+2805S-H	15	15–50, допускаются выбросы напряжения до 80 В длительностью 1 с	5	3	84	30	36,96×26,58×8,38 (без монтажных фланцев)
LHF+2805SF-H	15	15–50, допускаются выбросы напряжения до 80 В длительностью 1 с	5	3	84	30	50,8×26,58×8,38 (с монтажными фланцами)
LHF+28R2S-H	18	15–50, допускаются выбросы напряжения до 80 В длительностью 1 с	5,2	3,46	84	30	36,96×26,58×8,38 (без монтажных фланцев)
LHF+28R2SF-H	18	15–50, допускаются выбросы напряжения до 80 В длительностью 1 с	5,2	3,46	84	30	50,8×26,58×8,38 (с монтажными фланцами)
LHF+2806S-H	18	15–50, допускаются выбросы напряжения до 80 В длительностью 1 с	6	3	84	30	36,96×26,58×8,38 (без монтажных фланцев)
LHF+2806SF-H	18	15–50, допускаются выбросы напряжения до 80 В длительностью 1 с	6	3	84	33	50,8×26,58×8,38 (с монтажными фланцами)
LHF+2812S-H	20	15–50, допускаются выбросы напряжения до 80 В длительностью 1 с	12	1,67	83	30	36,96×26,58×8,38 (без монтажных фланцев)
LHF+2812SF-H	20	15–50, допускаются выбросы напряжения до 80 В длительностью 1 с	12	1,67	83	33	50,8×26,58×8,38 (с монтажными фланцами)
LHF+2815S-H	20	15–50, допускаются выбросы напряжения до 80 В длительностью 1 с	15	1,34	85	30	36,96×26,58×8,38 (без монтажных фланцев)
LHF+2815SF-H	20	15–50, допускаются выбросы напряжения до 80 В длительностью 1 с	15	1,34	85	33	50,8×26,58×8,38 (с монтажными фланцами)
LHF+2805D-H	15	15–50, допускаются выбросы напряжения до 80 В длительностью 1 с	±5	±1,5	81	30	36,96×26,58×8,38 (без монтажных фланцев)
LHF+2805DF-H	15	15–50, допускаются выбросы напряжения до 80 В длительностью 1 с	±5	±1,5	81	33	50,8×26,58×8,38 (с монтажными фланцами)
LHF+2812D-H	20	15–50, допускаются выбросы напряжения до 80 В длительностью 1 с	±12	±0,84	85	30	36,96×26,58×8,38 (без монтажных фланцев)
LHF+2812DF-H	20	15–50, допускаются выбросы напряжения до 80 В длительностью 1 с	±12	±0,84	85	33	50,8×26,58×8,38 (с монтажными фланцами)
LHF+2815D-H	20	15–50, допускаются выбросы напряжения до 80 В длительностью 1 с	±15	±0,67	86	29	36,96×26,58×8,38 (без монтажных фланцев)
LHF+2815DF-H	20	15–50, допускаются выбросы напряжения до 80 В длительностью 1 с	±15	±0,67	86	33	50,8×26,58×8,38 (с монтажными фланцами)
LHF2812T-H	15	15–50, допускаются выбросы напряжения до 80 В длительностью 1 с	5/±12	1,5/±0,312	78	30	36,96×26,58×8,38 (без монтажных фланцев)
LHF2812TF-H	15	15–50, допускаются выбросы напряжения до 80 В длительностью 1 с	5/±12	1,5/±0,312	78	32	50,8×26,58×8,38 (с монтажными фланцами)
LHF2815T-H	15	15–50, допускаются выбросы напряжения до 80 В длительностью 1 с	5/±15	1,5/±0,25	78	30	36,96×26,58×8,38 (без монтажных фланцев)
LHF2815TF-H	15	15–50, допускаются выбросы напряжения до 80 В длительностью 1 с	5/±15	1,5/±0,25	78	32	50,8×26,58×8,38 (с монтажными фланцами)

Китайские производители соединителей, кабелей и кабельных сборок мм-диапазона.

Часть 1. Компания Suzhou Talent Microwave

Кива Джуринский, Антон Одолевский, Антон Сычёв

Определены критерии высокой технологичности компании, выпускающей широкую номенклатуру микроволновых компонентов. Приведены данные из открытых источников о китайской компании Suzhou Talent Microwave Inc. и основных параметрах соединителей, внутрисерийных и межсерийных адаптеров, кабелей и кабельных сборок мм-диапазона длин волн, выпускаемых этой компанией.

Введение

Впервые один из авторов данной статьи опубликовал обзор о радиочастотных соединителях, выпускаемых 21 китайской компанией, в 2018 году [1]. Было показано, что китайские компании освоили производство радиочастотных соединителей большинства известных типов. Однако лишь немногие китайские компании выпускали соединители мм-диапазона отдельных типов с предельной частотой 67 ГГц.

Целью данного обзора является знакомство с высокотехнологичными китайскими компаниями – производителями радиочастотных соединителей. В качестве критерия высокой технологичности компании были выбраны 2 показателя.

1. Производство соединителей мм-диапазона длин волн

К соединителям мм-диапазона длин волн относятся: 3.5 mm, 2.92 mm, 2.4 mm, 1.85 mm, 1.35 mm, 1.0 mm, 0.8 mm, SMP и Mini SMP (табл. 1) [2].

Эти данные показывают, что для получения оптимальных параметров (КСВН и потерь) наружный и внутренний проводники коаксиальной линии должны быть изготовлены с микронной точностью. Особенно высокая точность размеров должна быть обеспечена для внутреннего проводника. С ростом предельной частоты допуски на размеры наружного и внутреннего проводников коаксиаль-

ной линии уменьшаются до 5–7 мкм (с учётом точности измерительного инструмента). Для обеспечения такой точности необходимы прецизионная механическая обработка и жёсткие требования к чистоте поверхности и к её покрытиям. Поэтому из всех радиочастотных соединителей наиболее сложные в изготовлении – соединители мм-диапазона.

2. Освоение за короткое время производства новых соединителей, созданных ведущими зарубежными компаниями в последние годы

Второй показатель, по нашему мнению, обусловлен тем, что радиочастотные соединители постоянно совершенствуются, появляются новые типы соединителей: с предельной частотой 145 ГГц, вертикальные для соединения перпендикулярно с печатной платой, концевые для установки на печатные платы без применения низкотемпературной пайки и др. [3].

Таблица 1. Предельная частота и размеры коаксиальной линии соединителей мм-диапазона

Соединители мм-диапазона	Предельная частота, ГГц	Диаметры проводников коаксиальной линии соединителей и штыря кабельной вилки, мм		
		наружного	внутреннего	штыря кабельной вилки
3.5 mm	34	3,5±0,05	1,52±0,01	0,93 _{-0,025}
2.92 mm	40–45	2,9±0,05	1,27±0,007	0,93 _{-0,025}
2.4 mm	50	2,40±0,05	1,042±0,01	0,516 _{-0,014}
1.85 mm	67	1,85±0,007	0,803±0,007	0,511 _{-0,014}
1.35 mm	90	1,35±0,007	0,598±0,007	0,290 _{-0,005}
1.0 mm	110	1,0±0,007	0,434±0,005	0,250 _{-0,005}
0.8 mm	145	0,80	0,35	–
SMP	40	2,72	0,85	0,40
Mini SMP	65	2,05	0,64	0,28

Таблица 2. Параметры соединителей мм-диапазона компании Talent

Типы соединителей мм-диапазона	Диапазон рабочих частот, ГГц	КСВН в рабочем диапазоне частот	Величина потерь, дБ, на частоте f, ГГц	Напряжение пробоя, В	Сопротивление изоляции, МОм
3.5 mm	DC*-33	≤ 1,15	≤ 0,05√f	≥ 1000	≥ 5000
2.92 mm	DC-40	≤ 1,15	≤ 0,05√f	750, 1000	≥ 5000
SMP	DC-40	≤ 1,25	≤ 0,05√f	≥ 325	≥ 1000
SSMP	DC-40	1,25	–	≥ 325	≥ 1000
2.4 mm	DC-50	≤ 1,15	≤ 0,05√f	750, 1000	≥ 3000
1.85 mm	DC-65	1,25	≤ 0,05√f	500, 1000	3000, 5000
1.0 mm	DC-110	1,5	–	≥ 300	–
0.8 mm	DC-45	≤ 1,6	–	–	–

* DC-Direct current – постоянный ток

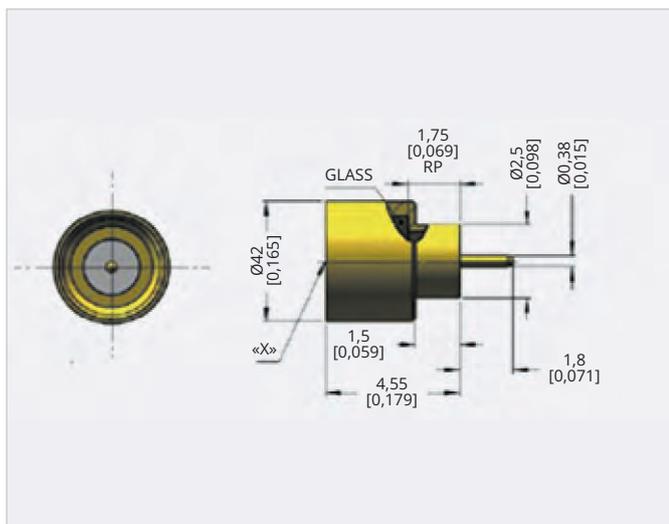


Рис. 1. Соединители SSMP компании Talent

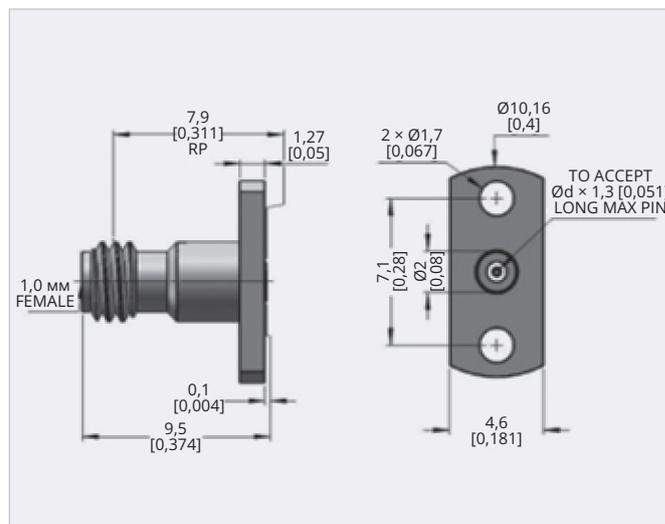


Рис. 2. Фланцевый соединитель розетка 1.0 mm – 1.0-KFD807

Из 21 компании Китая, рассмотренных в работе [1], только 3 компании можно условно считать высокотехнологичными, так как они выпускают отдельные типы соединителей мм-диапазона. Но есть три компании, не рассмотренные ранее, которые отвечают критериям высокой технологичности: Suzhou Talent Microwave Inc., Hualink Technology Co. Ltd. и Mechanc Information Technology Co. Ltd.

О компании Suzhou Talent Microwave

Компания Suzhou Talent Microwave, Inc. (далее Talent) – профессиональный производитель в Китае, который с 2006 года выпускает радиочастотные коаксиальные соединители, кабели и кабельные сборки, а также различные микроволновые компоненты. Компания Talent производит не менее 489 радиочастотных соединителей разных типов, 76 внутрисерийных адаптеров, 183 межсерийных адаптера, радиочастотные кабели 21 типа и 329 кабельных сборок [4]. Компания специализируется на производстве высокочастотных прецизионных коаксиальных соединителей, в том числе соединителей мм-диапазона: 1.0 mm, 1.85 mm, 2.4 mm, 2.92 mm, 3.5 mm, а также соединителей SMP, SSMP (Mini-SMP), 0,8 mm [4]. Продукцию компании применяют более чем в 30 странах для разных радиочастотных систем.

Соединители мм-диапазона компании Talent

Основные параметры соединителей мм-диапазона компании Talent приведены в табл. 2 [4–11].

Все фланцевые соединители этой компании изготовлены с воздушной коаксиальной линией и с диэлектрическим изолятором из полимера Ultem 1000, корпусом из пассивированной нержавеющей стали и центральным проводником из бериллиевой бронзы или латуни с золотым покрытием.

Соединители 3.5 mm

Компания Talent выпускает 6 типов фланцевых соединителей розетка серии 3.5-KFD с квадратным и прямоугольным фланцами, соответственно с 4 и 2 крепёжными отверстиями диаметром 2,6 мм и с центральным проводником разных диаметров:

- с 4 крепёжными отверстиями, диаметр центрального проводника 0,23 мм;
- с 4 крепёжными отверстиями, диаметр центрального проводника 0,51 мм;
- с 4 крепёжными отверстиями, диаметр центрального проводника 0,91 мм;
- с 2 крепёжными отверстиями, диаметр центрального проводника 0,23 мм;
- с 2 крепёжными отверстиями, диаметр центрального проводника 0,51 мм;
- с 2 крепёжными отверстиями для вертикальной установки на печатную плату, диаметр центрального проводника 0,91 мм [4].

Соединители 2.92 mm

Разработаны 397 типов соединителей 2.92 mm: 44 вилки (серия 2.92-JFD) и 353 розетки (серия 2.92-KFD) с центральным проводником различных диаметров: 0,23 мм, 0,30 мм, 0,38 мм,

0,45 мм, 0,51 мм и др. Все соединители фланцевой конструкции с 2 или 4 крепёжными отверстиями диаметром 2,6 мм [5].

Соединители SMP

Эти соединители не входят в число приоритетных для компании Talent. Выпускаются всего 2 типа соединителей SMP: TLSPM17LF08 и TLSPMS30F04F [6]. TLSPM17LF08 – фланцевая вилка с ограниченным защёлкиванием для поверхностного монтажа на печатные платы с центральным проводником диаметром 0,3 мм. TLSPMS30F04F – фланцевая вилка с полным защёлкиванием для поверхностного монтажа на печатные платы с центральным проводником диаметром 0,3 мм.

Соединители SSMP (Mini-SMP)

В отдельную группу компания Talent выделила 8 соединителей SSMP [7]. Фактически это герметичные (скорость натекания геля по спаям: $\leq 1,10^{-9}$ Па·м³/с) металлоглазанные СВЧ-вводы, которые почему-то называются адаптерами SSMP вилка. Такие вводы устанавливают низкотемпературной пайкой в корпуса герметичных модулей СВЧ. Разработанные соединители SSMP имеют такие же параметры, как и соединители SMP. Соединители отличаются друг от друга размерами корпуса и «вылета» центрального проводника диаметром 0,38 мм (рис. 1).

Соединители 2.4 mm

Компания Talent выпускает более 150 типов соединителей 2.4 mm: розетки (серии 2.4-KFD) и вилки (серия 2.4-KJD) с квадратным и прямоугольным

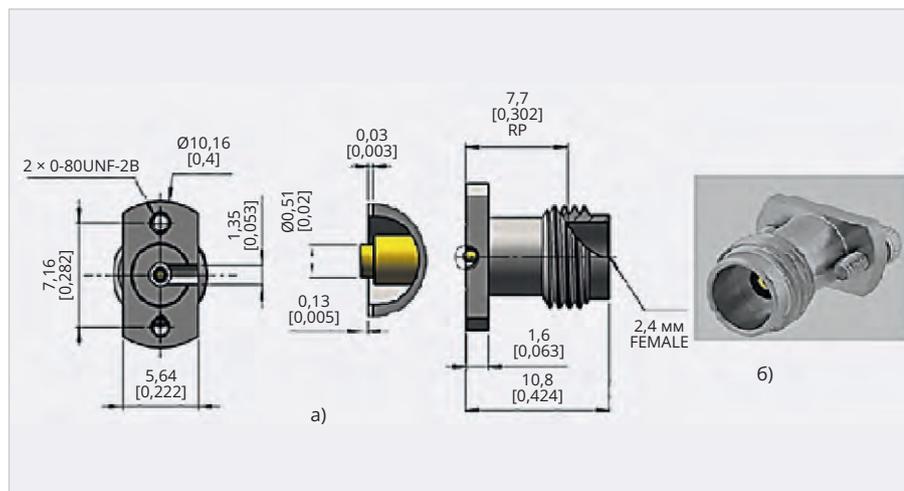


Рис. 3. TL-24FD1351F09 – 2.4 мм – прямой соединитель розетка для вертикальной установки на печатную плату: конструкция (а), внешний вид (б)

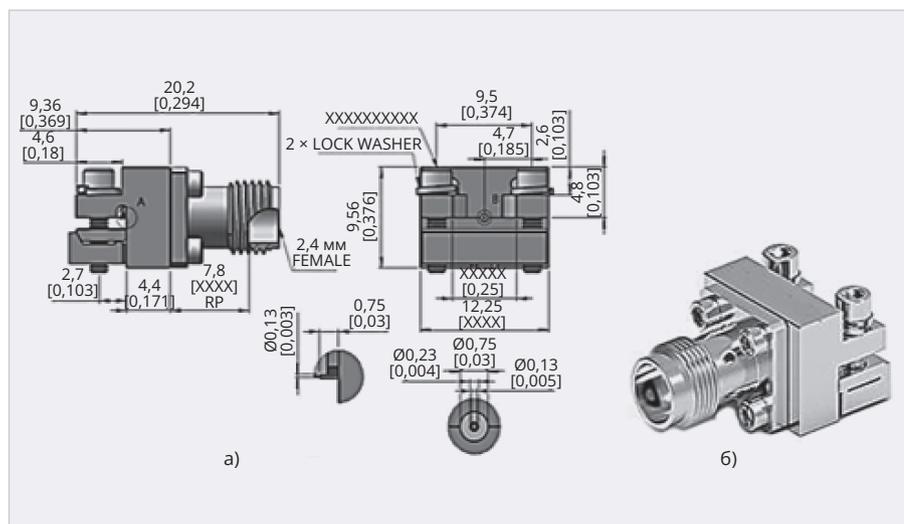


Рис. 4. Концевой соединитель 2.4-KFDEL13 для установки без пайки на печатные платы: конструкция (а), внешний вид (б)

фланцами разных размеров с центральным проводником следующих диаметров: 0,23 мм, 0,30 мм, 0,38 мм и 0,51 мм [8]. В техническую информацию об этих соединителях серия компания Talent ошибочно включила резьбовые адаптеры SMA 2.4 мм.

Соединители 1.85 мм

Разработано более 70 типов соединителей 1.85 мм: 11 вилок (серия 1.85-KYD), остальные – розетки (серия 1.85-KFD). Доступны следующие диаметры центрального проводника: 0,23 мм, 0,30 мм, 0,58 мм, 0,64 мм и 0,80 мм. Все соединители с квадратными или прямоугольными фланцами разных размеров [9].

Соединители 1.0 мм

Соединители 1.0 мм компании Talent имеют исключительно фланцевую конструкцию с квадратным

или прямоугольным фланцем и гнездовым центральным проводником диаметром 1,0 мм, совместимым для контакта со штырём вилки диаметром 0,23 мм (рис. 2) [10]. Разработаны три розетки серии 1.0-KFD и две вилки серии 1.0-KYD. Соединители изготовлены из пассивированной нержавеющей стали с позолоченными латунными или бериллиево-медными центральными контактами.

Соединители 0.8 мм

На международной выставке IMS в 2024 году несколько компаний представили новые соединители 0.8 мм: Anritsu, Flann Microwave, Southwest Microwave, Spinner, Waka Manufacturing и Yuetsu Seiki, а также китайские изготовители Lanjian Electronics и Suzhou Talent [11]. Несомненным показателем высокой технологичности компании Talent явля-



Рис. 5. Серии адаптеров компании Talent



Рис. 6. Кабель серии А



Рис. 7. Кабель серии Т



Рис. 8. Кабель серии UF

ется разработка резьбового (резьба на корпусе M3.5×0,35-6g) соединителя 0.8-KFD013 розетка с квадратным фланцем 9,25×9,25 мм с 4 крепёжными отверстиями диаметром 1,7 мм и центральным проводником диаметром 0,13 мм для поверхностного монтажа на печатные платы [12]. Получены следующие результаты измерений в микроволновом диапазоне методом Back-to-Back [2] двух фланцевых соединителей 0.8 мм и СВЧ-ввода между ними: КСВН сборки равен 1,5, а КСВН одного соединителя – 1,24 в диапазоне частот DC – 145 ГГц.

Вводы СВЧ

Большинство соединителей, выпускаемых компанией Talent, – это соединители, заменяемые в полевых условиях, в состав которых входят вводы СВЧ. Разработаны 6 типов металлокерамических вводов СВЧ с

Таблица 3. Основные характеристики адаптеров компании Talent

Серии адаптеров мм-диапазона	Общее количество адаптеров, шт.	В том числе внутрисерийных адаптеров, шт.	В том числе межсерийных адаптеров, шт.	Соединители на 2-й стороне межсерийных адаптеров	Диапазон рабочих частот, ГГц внутрисерийных адаптеров	КСВН внутрисерийных адаптеров
3.5 mm	21	5	16	2.92 mm, 2.4 mm, 1.85 mm, SMP	DC – 33	1,15; 1,25
2.92 mm	35	8	27	3.5 mm, 2.4 mm, 1.0 mm, SMP, SSMP	DC – 40	1,15; 1,25
SMP	16	–	16	3.5 mm, 2.92 mm, 2.4 mm, 1.85 mm	DC – 40	1,25
SSMP	12	–	12	2.92 mm, 2.4 mm, 1.85 mm	DC – 40	1,2; 1,25
2.4 mm	25	5	20	3.5 mm, 2.92 mm, 1.85 mm, SMP, SSMP	DC – 50	1,15; 1,2
1.85 mm	22	5	17	3.5 mm, 2.92 mm, 2.4 mm, 1.0 mm, SMP, SSMP, SSMA	DC – 65	1,2; 1,25
1.35 mm	4	2	2	1.0 mm	DC – 90	≤ 1,4
1.0 mm	15	4	12	2.92 mm, 1.85 mm, 0.8 mm	DC – 110	1,3; 1,5
0.8 mm	7	3	4	1.0 mm	DC – 145	≤ 1,6

Таблица 4. Параметры кабелей в диапазоне частот 26,6–110 ГГц компании Talent

Тип кабеля	Частота применения, ГГц	Наружный диаметр, мм	Скорость распространения сигнала, %	Вносимые потери, дБ/м, на частоте, ГГц	Стабильность фазы на частоте 18 ГГц, при изгибе кабеля, градусы			Пропускаемая мощность, на частоте 18 ГГц, Вт	Гибкость
					18	26	40		
A15	≤ 110	1,43	80	4,99	6,11	7,6	3	9	Гибкий
A22	≤ 67	2,2	82	2,87	3,7	4,98	3	40	Гибкий
A40	≤ 40	3,6	82	1,66	2,12	2,55	3	11,5	Гибкий
A50	≤ 26,5	4,88	83	1,05	1,3	–	3	1,97	Гибкий
T0	≤ 110	1,3	70	5,44	6,67	9,34	–	–	Гибкий
T1	≤ 63	2,16	70	3,48	4,41	–	–	–	Гибкий
UF1	≤ 40	3,6	76	2,45	3,05	3,89	4	25	Сверхгибкий
UF2	≤ 26,5	5,1	76	1,25	1,54	–	4	32	Сверхгибкий

разными диаметрами центрального проводника: 0,23 мм, 0,30 мм, 0,38 мм, 0,46 мм и 0,51 мм [13]. КСВН вводов с предельной частотой 110 ГГц в диапазоне частот DC-40 ГГц менее 1,17, в диапазоне частот 40–67 ГГц – менее 1,29, в диапазоне частот 67–110 ГГц – менее 1,5. Величина потерь не более $0,05\sqrt{f}$ дБ на частоте f , ГГц. Рабочий диапазон температур: –40...+85°C. Сопротивление изоляции вводов всех типов ≥ 1000 МОм, герметичность (скорость натекания гелия по спаям) – менее $1 \cdot 10^{-9}$ Па·м³/с. Чем меньше диаметр центрального проводника, тем больше должна быть частота применения ввода. Однако по непонятной

причине предельная частота применения вводов всех типов указана одинаковой: 65 ГГц.

Новые разработки соединителей – аналогов ведущих зарубежных компаний

За рубежом разработаны радиочастотные соединители для установки на печатные платы без низкотемпературной пайки: вертикальные и концевые [3]. Компания Talent в короткие сроки освоила производство указанных соединителей, разработав 7 вертикальных соединителей: 2.92 мм, 2.4 мм, 1.85 мм и 1.0 мм [13]. В каче-

стве примера на рис. 3 показаны конструкция и внешний вид одного из соединителей 2.4 мм [13].

В это же время были разработаны 14 типов концевых соединителей: 2.92 мм, 2.4 мм, 1.85 мм и 1.0 мм. Конструкция и внешний вид концевого соединителя 2.4-KFDEL13 розетка приведены на рис. 4.

Соединитель имеет следующие параметры: диапазон рабочих частот DC – 50 ГГц, величина потерь, дБ, на частоте f , ГГц $\leq 0,05\sqrt{f}$, КСВН – 1,25, диапазон рабочих температур от –40°C до +125°C.

Адаптеры мм-диапазона компании Talent

Общие сведения об адаптерах

Адаптеры применяют для связи устройств, имеющих на выходе радиочастотные соединители, отличающиеся друг от друга:

- 1) размерами коаксиальной линии;
- 2) типом соединителя: розетка или вилка;
- 3) способом соединения вилки и розетки: резьбовое, байонетное, защёлкивание и др.;
- 4) видом резьбы на корпусе: метрическая или дюймовая.

Конструктивно адаптер представляет собой сочетание соединителей с интерфейсами одного или разных типов, соединённых между собой линией передачи. Адаптеры с одинаковыми размерами коаксиальной линии называют внутрисерийными или одноканальными, с отличными размерами коаксиальной линии – межсерийными или межканальными. Базовым обычно считается соединитель вилка или розетка на одной стороне адаптера, который сочетается с соединителями вилка или розетка того же или других типов. Серию адаптеров часто обозначают по типу базового размера коаксиальной линии (интерфейса). Диапазон рабочих частот и электрические параметры межсерийных адаптеров определяются наименьшей предельной частотой соединителя на одной из сторон адаптера.

Компания Talent выпускает все серии адаптеров мм-диапазона: 3.5 мм, 2.92 мм, 2.4 мм, 1.85 мм, SMP, SSMP, 1.35 мм, 1.0 мм и 0.8 мм. Внешний вид адаптеров некоторых серий показан на рис. 5, а их основные характеристики приведены в табл. 3 [13].

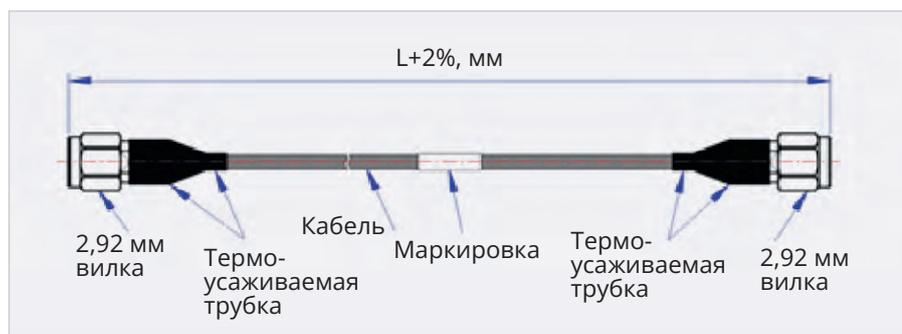


Рис. 9. Кабельная сборка с соединителями 2.92 мм вилка – 2.92 мм вилка

Диапазон рабочих частот адаптеров 3.5 mm – 2.92 mm, 3.5 mm – SMP, SMP – 3.5 mm, 3.5 mm – 2.4 mm: DC – 26,5 ГГц, КСВН – 1,15. Диапазон рабочих частот адаптеров 3.5 mm – 1.85 mm и внутрисерийных адаптеров 3.5 mm: DC – 33 ГГц, КСВН – 1,15–1,20 [13].

Все адаптеры мм-диапазона этой компании изготовлены с воздушной коаксиальной линией и с диэлектрическим изолятором из полимера Ultem 1000, корпусом из пассивированной нержавеющей стали (в случае с адаптерами SMP и SSMP ещё и из бериллиевой бронзы) и центральным проводником из бериллиевой бронзы или латуни с золотым покрытием.

Радиочастотный кабель мм-диапазона

Серийно выпускаемый кабель серии А этой компании охватывает диапазон частот от постоянного тока до 80–110 ГГц, имеет высокую механическую и температурную стабильность фазы (в пределах 500 ppm при рабочей температуре) и достаточно низкий уровень вносимых потерь [14]. Внешний вид кабеля серии показан на рис. 6.

Альтернативный кабель серии Т – это гибкий кабель с характеристиками, аналогичными полужёстким кабелям. В этой серии продуктов в качестве внешнего проводника используется спиральная намотка из посеребрённой медной ленты. Изоляция кабеля изготовлена из сплошного фторопласта, оплётка – из посеребрённой медной проволоки, что обеспечивает кабелям этой серии хорошие электрические характеристики в диапазоне частот от постоянного тока до 110 ГГц [14]. Внешний вид кабеля серии Т показан на рис. 7.

Наконец, фазостабильный кабель серии UF имеет специальные конструкции и технологию производства (рис. 8). Его используют в случаях, когда предъявляются высокие требо-

вания к гибкости кабеля и количеству циклов изгиба.

Параметры кабелей мм-диапазона приведены в табл. 4 [14].

Кабельные сборки мм-диапазона компании Talent

Кабельные сборки изготавливают в соответствии с требуемой длиной и характеристиками. Компания Talent разработала большую серию гибких кабельных сборок с низкими потерями и стабильной фазой (500 ppm во всём температурном диапазоне) для применения в радарх с фазированной антенной решеткой и в системах микроволновой связи [14]. Сборки мм-диапазона предназначены для работы в диапазоне частот 40–67 ГГц. Разработаны около 40 типов сборок с соединителями вилка и розетка: 3.5 mm, 2.92 mm, 2.4 mm и 1.85 mm. Типичный внешний вид кабельных сборок показан на рис. 9 на примере сборки с соединителями 2.92 мм вилка [14]. Эта сборка имеет следующие параметры: рабочий диапазон частот DC – 40 ГГц, КСВН не более 1,3, скорость распространения сигнала 80%, экранное затухание 90 дБ, величина потерь на частоте 40 ГГц – 7,6 дБ/м, допустимая пропускаемая мощность на частоте 40 ГГц равна 6 Вт.

На основе сверхгибкого кабеля серии UF созданы сборки 2 типа с соединителями 2.92 mm. Рабочий диапазон частот DC – 40 ГГц, КСВН не более 1,3, скорость распространения сигнала – 74%, величина потерь на частоте 40 ГГц – 3,89 дБ/м, допустимая пропускаемая мощность на частоте 40 ГГц – 16 Вт.

Кроме того, разработана кабельная сборка с соединителями 1.0 mm, имеющая следующие параметры: рабочий диапазон частот DC – 110 ГГц, КСВН не более 1,4, величина потерь на частоте 110 ГГц – 12,3 дБ/м, допустимая пропу-

скаемая мощность на частоте 110 ГГц – 3 Вт [14].

Suzhou Talent Microwave Inc. – многопрофильная компания, в состав продукции которой входят усилители мм-диапазона, аттенуаторы, фазовращатели, делители мощности, нагрузки, радиочастотные фильтры и многое другое [15].

Во второй части статьи рассмотрены компании Hualink Technology Co. Ltd. и Mechanc Information Technology Co. Ltd.

Литература

1. Джурицкий К.Б. Радиочастотные соединители, адаптеры и кабельные сборки. М.: ООО «ВАШ ФОРМАТ», 2018. 400 с.
2. Джурицкий К.Б. Радиочастотные соединители и помехоподавляющие фильтры. М.: ООО «ВАШ ФОРМАТ», 2024. 380 с.
3. Джурицкий К.Б. Зарубежные вертикальные радиочастотные соединители для установки на печатные платы без пайки. Справочные материалы // Электроника НТБ. 2025. № 1. С. 106–114.
4. Connectors/Adapters | Suzhou Talent Microwave Inc. URL: <https://www.talentmw.com>.
5. 2.92 mm Connector Series (DC~40 GHz). URL: <https://www.talentmw.com>.
6. SMP Connector Series (DC~40 GHz). URL: <https://www.talentmw.com>.
7. SSMP Connector Series (DC~40 GHz). URL: <https://www.talentmw.com>.
8. 2.4 mm Connector Series (DC~50 GHz). URL: <https://www.talentmw.com>.
9. 1.85 mm Connector Series (DC~65 GHz). URL: <https://www.talentmw.com>.
10. 1.0 mm Connector Series (DC~110 GHz). URL: <https://www.talentmw.com>.
11. 0.8 mm Connector Series (DC~145 GHz). URL: <https://www.talentmw.com>.
12. New Microwave and RF Advances Impress at IMS2024. Connector Supplier. URL: <https://connectorsupplier.com>.
13. RF Coax Adapters | Suzhou Talent Microwave Inc. URL: <https://www.talentmw.com>.
14. Cable Assemblies | Suzhou Talent Microwave Inc. URL: www.talentmw.com.
15. Suzhou Talent Microwave Inc. URL: www.talentmw.com.



НОВОСТИ МИРА. ЧИТАЙТЕ НА ПОРТАЛЕ WWW.CTA.RU



Сбер и Аэрофлот заключили стратегическое партнёрство для развития технологий генеративного ИИ

На конференции AI Journey компании объявили о совместной работе над сервисами, использующими нейросеть GigaChat. Партнёры намерены улучшать клиентский опыт, расширять цифровые возможности пассажиров и создавать новые ИИ-решения для авиапутешествий.

Новая инициатива лидеров финансового и авиационного рынка

Сбер и Аэрофлот подписали стратегическое соглашение о сотрудничестве в области генеративного искусственного интеллекта. Документ закрепили старший вице-президент по технологическому развитию Сбербанка Андрей Белевцев и первый заместитель генерального директора по коммерции и финансам Аэрофлота Андрей Чиханчин.

Партнёрство предполагает:

- разработку новых сценариев использования ИИ для клиентов авиакомпании;
- обмен информацией о продуктах и сервисах для обучения GigaChat;
- создание и тестирование бизнес-решений на базе генеративных моделей;
- внедрение персонализированных цифровых сервисов для пассажиров.

На что нацелено сотрудничество

Компании планируют использовать возможности GigaChat для:

- персонализации путешествий и рекомендаций;
- оптимизации взаимодействия пассажира с сервисами Аэрофлота;
- поддержки клиентов на всех этапах – от планирования маршрута до обратной связи;
- создания новых инструментов для сотрудников авиакомпании.

По словам Сбера, ключевая задача – сделать ИИ-продукты доступными не только бизнесу, но и миллионам пользователей, а также укрепить доверие к цифровым решениям.

Комментарии сторон

Андрей Белевцев, Сбер:

«Мы стремимся создавать удобные и эффективные решения, которые улучшают повседневную жизнь людей. Сотрудничество с Аэрофлотом и использование GigaChat по-

зволят запускать проекты, укрепляющие доверие клиентов к современным цифровым продуктам и расширяющие их возможности».

Андрей Чиханчин, Аэрофлот:

«Аэрофлот – одна из наиболее цифровизированных компаний транспортной отрасли. Партнёрство со Сбером позволит максимально эффективно использовать потенциал ИИ и создать новые сервисы для планирования путешествий и повышения комфорта пассажиров».

Контекст: ИИ как ключевой драйвер цифровизации

Аэрофлот последовательно внедряет ИТ-решения в операционные процессы, а Сбер развивает собственную экосистему генеративного ИИ вокруг GigaChat. Партнёрство двух крупнейших игроков может стать крупным шагом в направлении умных авиасервисов – от интеллектуальных персональных ассистентов до автоматизированной поддержки клиентов.



LITEMAX



ВАШ ИНФОРМАЦИОННЫЙ ПОПУТЧИК!

Полосковые дисплеи для транспорта

- ЖК-дисплеи серии SPANPIXEL™ с яркостью до 3000 кд/м²
- Размеры по диагонали от 6,2 до 65"
- Разрешение до 4K2K
- Угол обзора 178° (во всех плоскостях)
- Диапазон рабочих температур (некоторых моделей) –30...+85°C
- Возможна разработка под заказ
- Ресурс до 100 000 часов

PROCHIP
POWERED BY PROSOFT

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР

АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ ВАШЕГО БИЗНЕСА
(495) 232-2522 • INFO@PROCHIPRU • WWW.PROCHIPRU



Рис. 100

Соединители серии СКЦ102 для высокоскоростной передачи информации, работы в радиочастотных трактах, мультиплексорных линиях информационного обмена и подключения питания

Сергей Галинович

Акционерное общество «Завод Атлант», входящее в состав IPG PROM GROUP, освоило в серийное производство номенклатуру соединителей, обеспечивающих решение задач по организации высокоскоростной передачи информации, реализации проектов по монтажу локальных сетей и обмена данными, подключению периферийных устройств и передаче радиочастотных сигналов.

Современные технологии в авиационной, космической и технике гражданского и двойного назначения, а также в объектах АСУ ТП РЖД, нефтегазовой и энергетической отраслях становятся всё более сложными, требуя управления растущим потоком информации на более высоких скоростях. Большой рост объёмов передаваемой и обрабатываемой информации реализуется на высокоскоростной передаче данных с использованием дифференциальных пар, где два сигнала передаются одновременно по двум проводникам, но с противоположными направлениями тока или фазы (рис. 1).



Рис. 1. Разъём серии СКЦ102 Вилка приборного исполнения СКЦ102-8/25BO11-NFII с комбинированным подключением вставок-контактов

Номенклатура

АО «Завод Атлант» серийно изготавливает и поставляет на рынки применения изделия серии СКЦ102 по КРШЕ.430421.001 ТУ для предприятий ВПК и по СЦНК.430421.010 ТУ для применения в гражданских отраслях промышленности. Данные изделия позволяют решать задачи:

- по высокоскоростной передаче информации в линиях информационного обмена по протоколам 10/100/1000 BASE-T стандарта Ethernet на базе дифференциальных пар на частотах до 3 ГГц;

- организации локальных вычислительных сетей и обмена данными стандарта Ethernet на базе витых пар;
- подключения периферийных устройств к вычислительной технике с обеспечением обмена данными со скоростью передачи информации до 480 Мбит/с на базе витых пар;
- организации передачи радиочастотных сигналов с частотами до 3 ГГц и 18 ГГц;
- подключения питания с токовыми нагрузками до 41 А и напряжением до 150 В.

Номенклатурный ряд соединителей серии СКЦ102 представлен вилками и розетками как приборного исполнения с прямоугольным фланцем, так и соответствующим исполнением для монтажа на кабель. Изделия являются функциональными аналогами ф. Amphenol серии III по MIL-DTL-38999 для установки вставок-контактов #8 условного размера и полностью взаимозаменяемы и взаимосочленяемы с импортными разъёмами.

Линейка соединителей соответствует 9, 11, 17, 21, 23, 25 условным размерам корпусов по MIL-DTL-38999 (рис. 2).



Рис. 2. Разъёмы серии СКЦ102. Приборное и кабельное исполнение

В серии СКЦ102 выпускаются изделия с покрытием никелем и кадмием (рис. 3), обеспечивающие защиту от агрессивных воздействующих факторов.



Рис. 3. Разъёмы серии СКЦ102: Розетка СКЦ102-1/11PO11-NWII, покрытие кадмий, Вилка СКЦ102-1/11BO11-NFII, покрытие никель, приборное исполнение

Конструктивное исполнение соединителей имеет 7 вариантов пятишпоночных поляризационных ключей, чтобы неправильное соединение сопрягаемых частей было исключено. Для обеспечения надёжного соединения при вибрациях, ускорениях и в тяжёлых условиях эксплуатации соединители серии СКЦ102 оснащены трёхзаходной резьбой самозапирающимся замком. Соединители имеют всеклиматическое исполнение и предназначены для внутреннего и наружного монтажа.

Соединители серии СКЦ102 поставляются в собранном виде. Аксессуары к соединителям (прямые, угловые кожухи, гайки, эксплуатационные заглушки, «извлекатели» контактов, обжимной инструмент) поставляются по отдельному заказу.

Решаемые задачи

Для реализации задач по высокоскоростной передаче информации и построения локальных линий информационного обмена протокола 10/100/1000 BASE-T стандарта Ethernet длиной не более 100 метров, скоростью передачи информации до 1000 Мбит/с на частотах до 3 ГГц, волновым сопротивлением 100 Ом предприятием серийно изготавливаются и поставляются вставки-контакты #8 условного размера для установки в соединители серии СКЦ102.

Тип ТВ8

Извлекаемые твинаксиальные вставки-контакты (штырь и гнездо)

(рис. 4) для подключения одной дифференциальной пары методом обжимки на кабель.



Рис. 4. Тип ТВ8 (твинаксиальные вставки-контакты)

Тип КВ8

Извлекаемые квадრაксиальные вставки-контакты (штырь и гнездо) (рис. 5) для подключения двух дифференциальных пар методом обжимки на кабель.

Вставки-контакты КВ8-100-Ш(Г)О-101 предназначены для монтажа на кабели: Tensolite NF24Q100, ABS 1503 KD24, а также отечественных марок КВЭО-100-200-1×4-0,59, КВСЭО-100-200-1×4-0,59 ДКЮГ.358300.031ТУ.



Рис. 5. Тип КВ8 (квадრაксиальные вставки-контакты)

Предусмотрен конструктивный вариант вставок-контактов КВ8-100-Ш(Г)О-102 для монтажа на кабель КВЧнг(А)-5е-БГ 1×4×0,78 ФЖТК.357400.063ТУ.

Номенклатурный ряд вставок-контактов типа КВ8 (рис. 6) имеет конструктивный типонаминал для непосредственного монтажа в отверстия печатной платы.

Применение КВ8-100-Ш(Г)П-151(162) позволяет уменьшить массогабаритные характеристики приборов.



Рис. 6. КВ8 конструктивный типонаминал для непосредственного монтажа в отверстия печатной платы

Тип ВКВ8

Извлекаемые октоаксиальные вставки-контакты ВКВ8-100-Ш(Г)О-102 (рис. 7) обеспечивают подключение 4 дифференциальных пар и монтируются на кабель СК-КФ 4×2×0,40 ФЖТК.357400.085ТУ методом обжимки.



Рис. 7. Тип ВКВ8 (октоаксиальные вставки-контакты)

Применение соединителей серии СКЦ102 и вставок-контактов типов ТВ8, КВ8, ВКВ8 (рис. 8) позволяет гибко решать проекты по применению разных конструктивных особенностей у потребителя и решать сложные схемотехнические задачи.



Рис. 8. Разъемы серии СКЦ102 и СНЦ160.

Схема применения соединителей в проекте по высокоскоростной передаче информации

Для реализации решений организации передачи радиочастотных сигналов предприятием разработаны и серийно поставляются радиочастотные вставки-контакты #8 условного размера для установки в соединители СКЦ120.

Тип РЧ8

Извлекаемые радиочастотные вставки-контакты (штырь и гнездо) #8 условного размера.

РЧ8-50(75)Ш(Г)О-101 (рис. 9) с волновым сопротивлением 50 и 75 Ом, с рабочей частотой до 3 ГГц для монтажа на кабель: РК 50-1,5-11 ГОСТ 11326.62, РК 50-1,5-21 ГОСТ 11326.73, РК 75-1,5-11 ГОСТ 11326.68, РК 75-1,5-22 ТУ 16-505.197.



Рис. 9. Тип РЧ8 радиочастотные вставки-контакты (штырь и гнездо) #8 условного размера

Тип РЧ8-Пк

Для работы на частотах до 18 ГГц серийно поставляются вставки-контакты (штырь и гнездо) РЧ8-50Ш(Г)Пк-102 (рис. 10) – с волновым сопротивлением 50 Ом для монтажа на кабель РК-50-1,5-218 ДКЮГ.358800.023ТУ.

РЧ8-75Ш(Г)Пк-103 – с волновым сопротивлением 75 Ом, для

монтажа на кабель РК-50-1,5-211 ДКЮГ.358800.023ТУ.



Рис. 10. Тип РЧ8-Пк

Предприятие предлагает комплексную поставку изделий для выполнения проектов передачи информации в радиочастотных трактах (рис. 11) до 3 ГГц вставок-контактов типа РЧ8-50 с соединителями собственного производства серии СР-50-1, СР-50-2 (аналоги серии SMB, MCX) и для работы в радиочастотном диапазоне до 18 ГГц с разъемами серии СР-50-7 (аналоги серии SMA).



Рис. 11. Разъемы серий СКЦ102 и СР-50-7. Схема применения разъемов серии СКЦ102 с вставкой-контактом типа РЧ8-50Пк и радиочастотных соединителей серии СР-50-7

Тип ТР8

75-омные радиочастотные коаксиальные вставки-контакты #8 условного размера (рис. 12) предназначены для работы в радиочастотных трактах в диапазоне частот до 500 МГц. Номенклатура представлена штыревой вставкой-контактом ТР8-75ШО-100, предназначенной для монтажа на кабель и гнездовым исполнением ТР8-75-ГП-101 для монтажа в отверстия платы.



Рис. 12. Тип ТР8

Тип КТВ8

Радиочастотные 75-омные концентрические твинаксиальные вставки-контакты для работы в мультиплексных системах передачи информации в диапазоне частот до 20 МГц (рис. 13).

Конструктивное исполнение КТВ8-75-Ш(Г)О-101 для монтажа на кабель КВСТ-75 ДКЮГ.358300.010ТУ, КТВ8-

75-Ш(Г)О-102 на кабель КВСФ-75 ТУ 16.705.198-81.



Рис. 13. Тип КТВ8

Вставки-контакты, предназначенные для работы в радиочастотных трактах, поставляются по СЦНК.430451.001 ТУ для предприятий ВПК и по СЦНК.430451.003 ТУ для применения в гражданских отраслях промышленности.

Гарантией безотказной работы вставок-контактов является правильный выбор их для соединителей СКЦ102 с учётом технических параметров и эксплуатационных режимов, которые в процессе эксплуатации не должны превышать значений, указанных в технических условиях СЦНК.430451.001 ТУ.

Новинка

В настоящее время предприятие серийно проводит поставки соединителей СКЦ102 с RJ45 вставкой (8P8S-вставкой) и USB2.0 отечественного производства.

Соединители цилиндрические СКЦ102 с RJ45-вставкой (8P8S-вставка) (рис. 14) предназначены для подключения телекоммуникационного оборудования при организации локальных компьютерных сетей.



Рис. 14. Соединители цилиндрические СКЦ102 с RJ45-вставкой (8P8S-вставка)

Соединители цилиндрические СКЦ102 с USB2.0 (тип А) вставкой предназначены для подключения периферийных устройств к вычислительной технике с обеспечением обмена данными со скоростью передачи информации до 480 Мбит/с.

Конструктивные исполнения данных изделий включают в себя:

- кабельную вилку для объёмного монтажа на кабель с RJ45-вставкой (8P8S-вставкой) и USB2.0;
- приборную розетку для объёмного монтажа на кабель;
- приборную розетку для прямого печатного монтажа в отверстия печатной платы;
- приборную розетку врубного коммутационного сочленения для подключения коммутационного кабеля с разъёмом RJ45-вставкой (8P8S-вставкой) или USB2.0.

Соединители изготавливаются во всеклиматическом исполнении и предназначены для ручной сборки (монтажа) аппаратуры.

Новые разработки

АО «Завод Атлант» в настоящее время проводит ряд опытно-конструкторских работ по постановке на производство линейки новых изделий СКЦ102 (рис. 15) для нужд ракетно-космической отрасли, самолётостроения, нефтегазового кластера и других отраслей промышленности.

Герметичный переходник вилка комбинированная СКЦ102 для линий информационного обмена протокола 10/100/1000 BASE-T, 10G BASE-T стандарта Ethernet и подключения питания с токовой нагрузкой до 41 А, напряжением до 150 В.



Рис. 15. Вилка комбинированная СКЦ102

Разъём предназначен для эксплуатации при перепаде давления $1,3 \cdot 10^{-7}$ Па при выводе интерфейсов стандарта Ethernet из герметичных отсеков.

Для управления потоками информации, радиочастотными трактами и питанием разрабатываются комбинированные соединители СКЦ102 с извлекаемыми сигнальными контактами #22D (рис. 16) с токовыми нагрузками до 5 А.



Рис. 16. Соединитель СКЦ102 с извлекаемым сигнальным контактом #22D

Для обеспечения подключения питания на базе разъёмов СКЦ102 ведётся разработка силовых вставок-контактов СВ8 #8 условного размера (рис. 17), обеспечивающих токовую нагрузку до 41 А напряжением 150 В.



Рис. 17. Силовые вставки-контакты СВ8 #8 условного размера

Предприятие проводит гибкую ценовую политику, ориентированную на заказчика, и готово при необходимости масштабировать свои мощности, внедрять новые технологии, добавлять элементы производственной кооперации, необходимые для комплексного оказания услуг заказчику.

АО «Завод Атлант»
market@zavodatlant.ru
<https://zavodatlant26.pф>
+7 (865 45) 2-44-75, 2-52-75
Сергей Галинович



НОВОСТИ МИРА. ЧИТАЙТЕ НА ПОРТАЛЕ WWW.CTA.RU

Количество автомобилей, подключённых к «ЭРА-ГЛОНАСС», превысило 13 миллионов

Количество транспортных средств, подключённых к государственной информационной системе «ЭРА-ГЛОНАСС», достигло 13 миллионов, сообщили в пресс-службе АО «ГЛОНАСС».

Массовое внедрение SOS-устройств

В компании подчеркнули, что устройства вызова экстренных служб (кнопки SOS), выпускаемые более десяти отечественными производителями, устанавливаются на автомобили:

- на конвейерах российских автопроизводителей,
- а также на импортируемые машины при подключении к системе.

Статистика работы системы

По словам генерального директора АО «ГЛОНАСС» Алексея Райкевича:

- с начала 2025 года система передала спасателям более 92 тыс. вызовов,
- из них более 78 тыс. сообщений сработали автоматически, а остальные – через ручной вызов.



История системы

Система «ЭРА-ГЛОНАСС» была создана 10 лет назад по поручению президента России Владимира Путина. Ранее, в январе 2025 года, число подключённых автомобилей уже превысило 12 миллионов.

Семь фаз эволюции Интернета: от подключённых машин к квантовому сознанию сети

Интернет, начавшийся как исследовательский эксперимент для связи университетских компьютеров, за шесть десятилетий превратился в планетарную инфраструктуру, изменившую общество, экономику и саму природу коммуникации. От первых пакетов данных до будущих квантовых сетей Интернет прошёл уже три эры – подключения машин, мобильных устройств и вещей – и стоит на пороге четвёртой: Интернета агентов искусственного интеллекта.

Но это лишь середина пути. Впереди – эволюция восприятия, повсеместной связи и, наконец, квантового Интернета.

Эти семь фаз не сменяют друг друга, как эпохи, а накладываются, формируя многослойную структуру: каждый новый уровень расширяет и усиливает предыдущий.

Фаза 1: Интернет – рождение сети сетей

1970-е годы. Идея соединить изолированные компьютерные сети через общие протоколы TCP/IP породила первую настоящему открытую архитектуру связи.

Интернет стал «сетью сетей», стерев границы между организациями и странами.

В 1990-х WWW придала ему унифицированную форму – URL, HTTP, HTML и браузер стали «общим языком» для всех. Интернет из исследовательского проекта превратился в глобальную платформу обмена знаниями.

Фаза 2: Мобильный Интернет – связь в движении

В середине 2000-х Интернет покинул настольные компьютеры и стал карманным.

Появление смартфонов и беспроводных сетей сделало связь постоянной и повсеместной.

Социальные сети, мобильные платежи, доставка, шеринговые сервисы – Интернет стал не инструментом, а средой обитания.

Так родилась экономика приложений, где любая услуга – в одном касании.

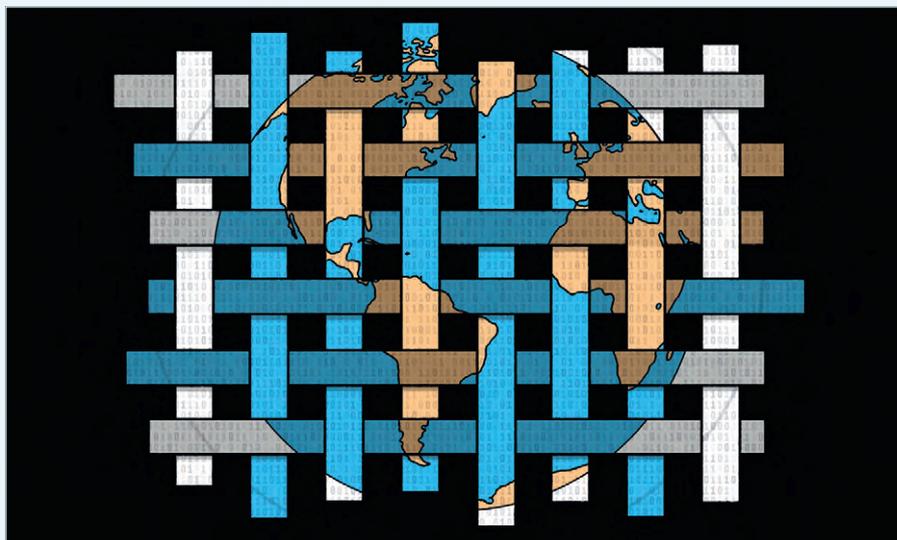
Фаза 3: Интернет вещей – цифровая нервная система мира

Дальше подключение вышло за пределы людей и компьютеров.

Датчики, бытовая техника, автомобили и фабрики стали узлами глобальной сети.

Интернет вещей превратил мир в систему постоянного обмена данными – от сельского поля до космической орбиты.

Он связал физическое и цифровое, породив умное производство, точное земледелие, медицинский мониторинг и «умные» города.



Фаза 4: Интернет агентов ИИ – разум в сети

Сегодня Интернет вступает в эпоху сетевого интеллекта.

На смену пассивным устройствам приходят агенты ИИ, способные воспринимать, рассуждать и действовать.

Это две категории:

- Цифровые агенты – программные помощники, кодовые вторые пилоты, торговые алгоритмы, оркестраторы бизнес-процессов.
- Физические агенты – автономные машины, дроны, промышленные роботы и медицинские устройства с интегрированным сенсорным восприятием (ISAC).

Агенты ИИ уже формируют новую экономику: от координации транспорта до автоматизации производства.

Ценность создаётся не в изолированном интеллекте, а в сетевом взаимодействии агентов – в том, что можно назвать Интернетом искусственного интеллекта.

Фаза 5: Интернет чувств – связь как опыт

Следующий рубеж – восприятие.

Интернет чувств расширяет передачу данных до обмена ощущениями: прикосновением, запахом, вкусом.

- Мультисенсорная коммуникация позволит «почувствовать» ткань одежды онлайн, «понюхать» парфюм перед покупкой, а врачу – «осознать» пациента через тактильные перчатки.

- Инфраструктура ISAC превратит сеть в чувствующий организм: дороги, здания и города смогут «ощущать» движение и состояние среды в реальном времени.

Так Интернет станет иммерсивным и контекстным, соединяя цифровое восприятие с физическим опытом.

Фаза 6: Повсеместный интернет – связь без границ

Когда всё – от людей до агентов ИИ –

нуждается в постоянном подключении, возникает потребность в единой, непрерывной сети.

Повсеместный Интернет объединит наземные, воздушные и космические системы: спутники, 6G, Wi-Fi, оптоволокно, высотные платформы – в одно целое.

Такое покрытие обеспечит связь даже в океанах, пустынях и на орбите, создавая основу для автономных систем нового поколения.

Фаза 7: Квантовый Интернет – связь на уровне природы

Финальный этап – квантовый Интернет, где передаются не биты, а кубиты, связанные квантовым запутыванием.

Он откроет:

- абсолютно защищённые коммуникации,
- сверхточные квантовые датчики,
- распределённые квантовые вычисления.

В будущем квантовые сети соединят квантовые процессоры в единую планетарную систему – «глобальный квантовый компьютер», на котором ИИ сможет работать одновременно на множестве узлов.

Это приведёт к новым прорывам – от поиска лекарств до оптимизации цепочек поставок.

Вектор развития

Семь фаз Интернета – это не последовательная смена эпох, а надстраивание одного уровня над другим.



От подключённых машин – к подключённому интеллекту, от данных – к восприятию, от связи – к единому когнитивному пространству.

Интернет уже перестал быть сетью передачи пакетов.

Он становится универсальной тканью разума, которая объединяет людей, устройства, агентов и даже законы квантовой физики в общую систему взаимодействия.

Расчёт электрических параметров линий передачи на печатной плате в Delta Design. Часть 1

Вячеслав Кухарук, Виктор Ухин

Цель цикла данных статей – показать возможности расчёта электрических параметров печатных плат в САПР Delta Design с использованием модуля SimPCB на практическом примере интерфейса DDR.

Полная детализация проектирования DDR-интерфейсов на печатной плате здесь не рассматривается, однако в последующих материалах планируется более детально описать данный маршрут проектирования.

С установкой САПР Delta Design и модуля SimPCB (версия 4.1.1) появилась возможность:

- рассчитывать электрические параметры для треков и дифференциальных пар в редакторе платы;
- выполнять расчёт задержек при выравнивании длин сигналов с учётом материалов печатной платы.

В САПР Delta Design предусмотрены два варианта расчёта электрических параметров.

1. Автоматический расчёт в редакторе платы, в панели свойств при выборе трека или дифф. пары

Этот метод рассмотрен в данной статье.

Конструктивны...	Материал	№	Тип слоя	Имя	Цвет	Толщина
Маска	Жидкая маска Зеленая Матовая...			SOLDERMASK_TOP		0,015
Фольга	Медь 18мкм	1	Сигнальный	SIGNAL_TOP		0,018
Препрег	FR4(Tg150) тип 2116					0,125
Основа	FR4(Tg150) IPC-4101/99 Ядро:0...	2	Опорный: GND	Gnd1		0,018
		3	Сигнальный	Sign1		0,018
Препрег	FR4(Tg150) тип 1080					0,076
Препрег	FR4(Tg150) тип 1080					0,076
Основа	FR4(Tg150) IPC-4101/99 Ядро:0...	4	Опорный: GND	Gnd2		0,018
		5	Сигнальный	Power1		0,018
Препрег	FR4(Tg150) тип 1080					0,076
Препрег	FR4(Tg150) тип 1080					0,076
Основа	FR4(Tg150) IPC-4101/99 Ядро:0...	6	Сигнальный	Power2		0,018
		7	Опорный: GND	Gnd3		0,018
Препрег	FR4(Tg150) тип 1080					0,076
Препрег	FR4(Tg150) тип 1080					0,076
Основа	FR4(Tg150) IPC-4101/99 Ядро:0...	8	Сигнальный	Sign2		0,018
		9	Опорный: GND	Gnd4		0,018
Препрег	FR4(Tg150) тип 2116					0,125
Фольга	Медь 18 мкм	...	Сигнальный	SIGNAL_BOTTOM		0,018
Маска	Жидкая маска Зеленая Матовая...			SOLDERMASK_BOT...		0,015
						1,716

Рис. 1. Стек III FPGA_IGLOO2 DevKit_ver2.0

При выборе трека (дифф. пары) в редакторе платы в панели свойств автоматически отображаются и рассчитываются параметры:

- в разделе **Общие** – задержки (выбранного сегмента и суммы всей цепи);
- в разделе **Сигналы** – задержки (выбранного сегмента и суммы всей цепи);
- в разделе **Электрические** – волновое сопротивление, ёмкость, индуктивность.

В этом режиме используются **стек, материалы и опорные слои** по умолчанию из конфигуратора слоёв вне зависимости от того, на каких слоях проложен трек.

Если опорный слой в стеке не определён, программа автоматически назначает ближайший слой в качестве опорного.

2. Предварительный расчёт в калькуляторе импеданса и создания профиля импеданса

Этот метод будет рассмотрен во второй части статьи.

Расчёт электрических параметров выполняется в конфигураторе слоёв во вкладке калькулятора импеданса. Создаётся профиль импеданса, где задаётся: тип линии передачи, целевой импеданс, параметры материалов, опорные и сигнальные слои.

На основе введённых параметров в профиле импеданса рассчитывается ширина проводника(ов) (для одиночного трека и дифф. пары) и зазор (для дифф. пары). Профиль назначается конкретному треку, дифференциальной паре или классу в редакторе правил.

При трассировке в редакторе платы автоматически применяются:

- расчётная ширина проводника(ов) (для одиночного трека и дифференциальной пары);
- зазор между проводниками (для дифференциальной пары).

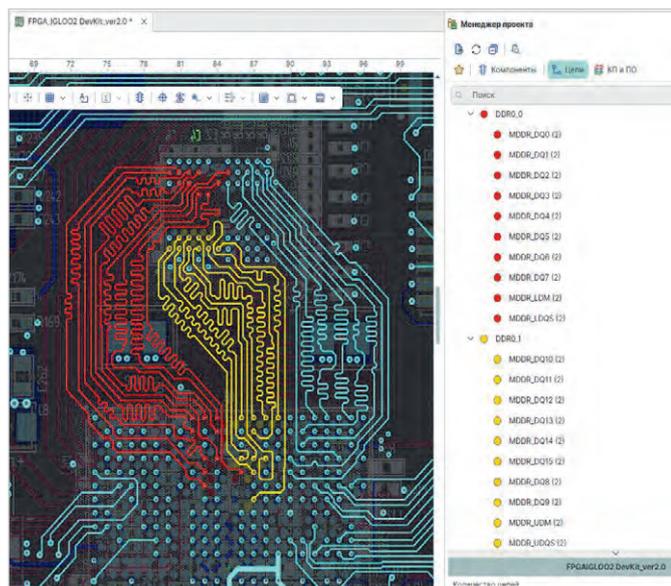


Рис. 2. Группы сигналов DDR0_0, DDR0_1 на 8-м слое

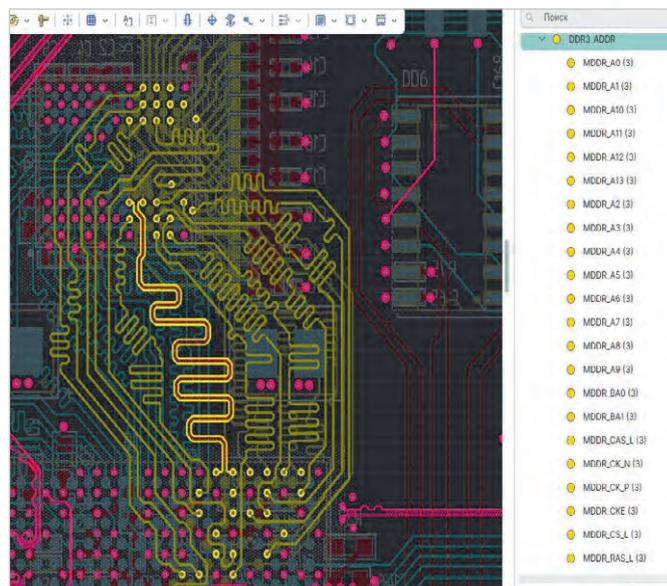


Рис. 3. Группы сигналов DDR3_ADDR на 3-м и 8-м слое

Контроль осуществляется через DRC-проверку.

Важно:

- Расчёты первого и второго методов могут различаться из-за разных параметров материалов и опорных слоёв.
- Второй вариант имеет **приоритет**. Если для трека назначен профиль импеданса, то все расчёты выполняются исходя из его настроек.

При установке **Delta Design** возможно добавить примеры готовых печатных плат (ПП). Для анализа, приведённого в данной статье, использовался проект **FPGA_IGLOO2 DevKit_ver2.0**.

На данной плате реализован интерфейс DDR между:

- ПЛИС M2GL010T-1FG484I;
- микросхемой памяти MT46H32M16LFBF.

Интерфейс работает на сравнительно невысоких скоростях (до 512 Мбит/с), однако, как известно, даже на более низких частотах качество сигнала может значительно ухудшаться при отсутствии контроля:

- волнового сопротивления;
- ёмкости;
- индуктивности;
- задержек при выравнивании сигналов [1].

Конфигурация печатной платы

- Стек платы состоит из 10 слоёв.
- Слои 5 и 6 используются для питания.
- Часть трассировки расположена на внешних слоях (1 и 10).
- Основная высокоскоростная трассировка выполнена на 3-м и 8-м слое.

- Остальные слои используются в качестве опорных (рис. 1).
- Материал платы – стандартный FR4 ($\epsilon_r = 4,1$).

Структура интерфейса DDR

Рассматриваемый интерфейс состоит из нескольких групп сигналов.

- Одиночные сигналы (данные, маска и стробовый сигнал), 2 группы (рис. 2):
 - группа DDR0_0;
 - группа DDR0_1.
- Сигналы, объединённые в одну группу DDR3_ADDR:
 - адресные;
 - управляющие;
 - синхросигнал в виде дифференциальной пары (рис. 3).

Подробный разбор первого варианта расчёта

Согласно рекомендациям производителя, проводники интерфейса DDR на печатной плате должны иметь следующие значения волнового сопротивления:

- для одиночных сигналов – 50 Ом;
- для дифференциальных пар – 100 Ом.

Пример: сигнал MDDR_A0

Рассмотрим в редакторе платы трек MDDR_A0 (рис. 4):

- расположение: 3-й слой (Sign2);
- ширина трека: 0,1 мм.

Раздел *Общие*

- **Длина:**
 - выбранный сегмент – 3,45 мм;
 - вся цепь – 34,85 мм.
- **Задержка:**

- выбранный сегмент – 23,37 нс;
- вся цепь – 230,13 пс (с учётом задержки в контактных площадках или выводах компонентов).

Раздел *Сигналы*

- Длина и задержка для всего сигнала.
- Ограничения, заданные в правилах для данного сигнала.

Раздел *Электрические*

- **Волновое сопротивление:**
 - выбранный сегмент – 56 Ом;
 - вся цепь – 56–57 Ом (диапазон мин.–макс.).
- **Ёмкость:**
 - выбранный сегмент – 0,41 пФ;
 - вся цепь – 4,08 пФ.
- **Индуктивность:**
 - выбранный сегмент – 1,31 нГн;
 - вся цепь – 12,97 нГн.

● **Стек/Профиль:** используются по умолчанию из конфигулятора слоёв. Из результатов видно, что волновое сопротивление одиночного сигнала составляет 56 Ом, что не соответствует требуемому 50 Ом для DDR-интерфейса.

Для корректировки параметров возможны различные варианты, которые влияют на изменение волнового сопротивления.

В данном примере:

- материал и опорный слой (слой 2) – не менялся;
- изменилась только ширина проводника на 3-м слое с 0,1 мм до 0,12 мм (рис. 5).

Результаты после изменения ширины трека

После увеличения ширины проводника на 3-м слое с 0,1 мм до 0,12 мм



Рис. 4. Свойства трека MDDR_A0

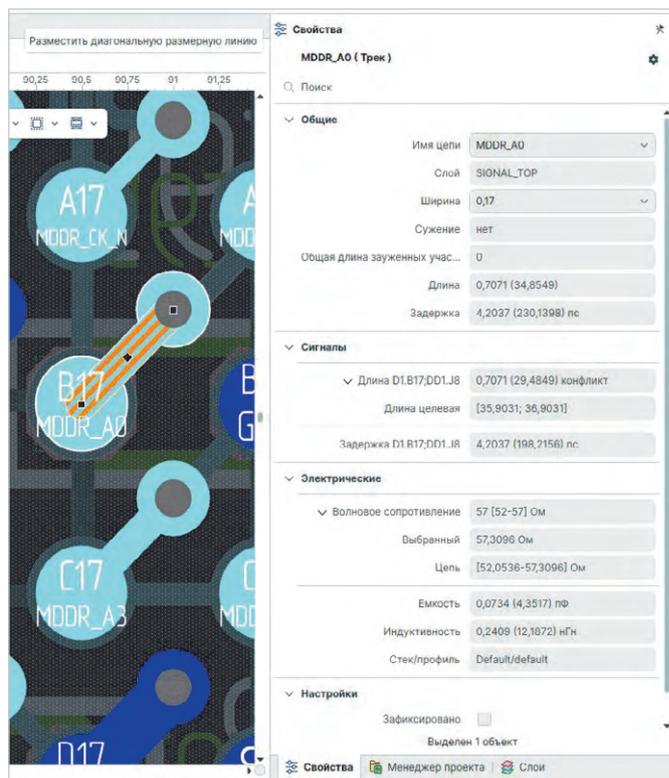


Рис. 6. Электрические параметры кусочка трека MDDR_A0 на 1-м слое

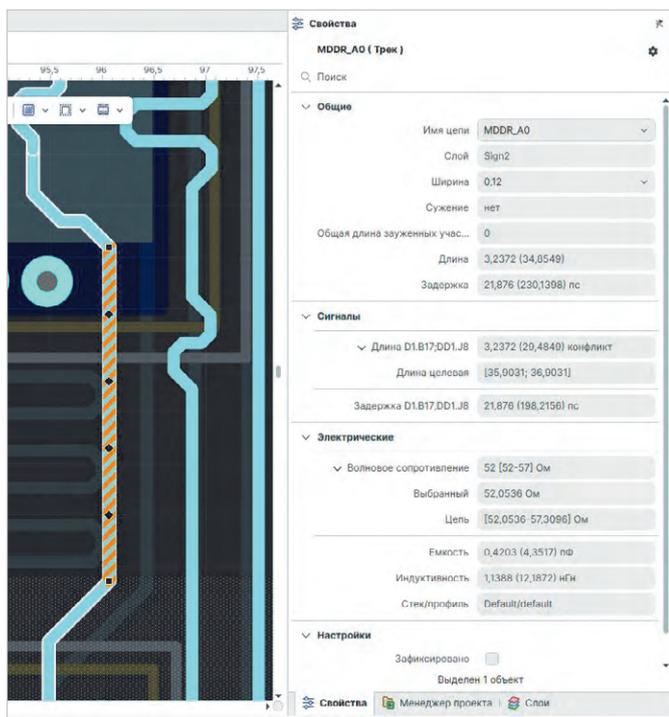


Рис. 5. Свойства трека MDDR_A0 после изменения ширины трека с 0,1 мм на 0,12 мм

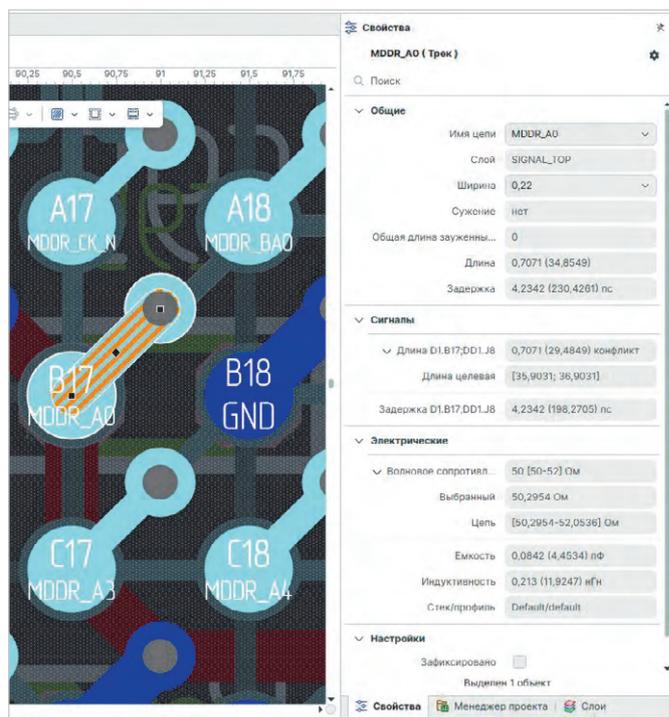


Рис. 7. Электрические параметры кусочка трека MDDR_A0 после изменения ширины на 0,22 мм

наблюдаются изменения практически всех параметров.

Однако ключевым для нас является **волновое сопротивление:**

- выбранный сегмент:
52 Ом;
- вся цепь:
57 Ом.

Значение **52 Ом** соответствует рекомендациям производителя (допускается отклонение не более $\pm 10\%$).

Причина отклонений по всей цепи

Небольшое отклонение диапазона до **57 Ом** связано с наличием коротких отрезков треков на внешних слоях:

- отрезок трека на **1-м слое** (B17, вывод D1);
 - отрезок трека на **10-м слое** (J8, вывод DD1).
- Характеристики этих отрезков:
- ширина – **0,17 мм;**
 - длина – не более **0,7 мм.**

Так как данные отрезки существенно короче минимальной допустимой электрической длины на рассматриваемой частоте, отклонение волнового сопротивления можно игнорировать (рис. 6).

Доведение параметров всей цепи до требований

Чтобы получить значение волнового сопротивления всей цепи, максимально близкое к рекомендациям производителя, увеличим ширину коротких отрезков на внешних слоях до 0,22 мм (рис. 7).

Результат:

- выбранный сегмент: 50 Ом;
- вся цепь: 52 Ом, что полностью соответствует допускам производителя.

Аналогично можно рассчитать волновое сопротивление для всех одиночных трекков под заданное волновое сопротивление 50 Ом интерфейса DDR.

Расчёт параметров для дифференциальных пар

Поведение дифференциальных пар при изменении ширины проводников или зазора между ними аналогично одиночным треккам. При изменении параметров трассировки программа автоматически пересчитывает электрические характеристики в панели свойств.

В разделах **Общие** и **Сигналы** параметры рассчитываются отдельно для позитивного и негативного трекков, входящих в состав дифф. пары.

В разделе **Электрические** отображаются значения волнового сопротивления:

- выбранный сегмент (застегнутая цепь) – 99 Ом;
- диапазон всех сегментов застегнутой цепи – 99 Ом;
- сумма всех сегментов расстёгнутой цепи – 112 Ом.

Анализ результатов для дифф. пары

Значение 99 Ом для застегнутой цепи соответствует целевым рекомендациям производителя (100 Ом ±10%).

Для расстёгнутой цепи диапазон значений (112 Ом) может значительно отличаться от целевого импеданса. Это связано с тем, что при увеличении зазора между проводниками уменьшается ёмкость, и, как следствие, увеличивается волновое сопротивление. Однако на низких частотах

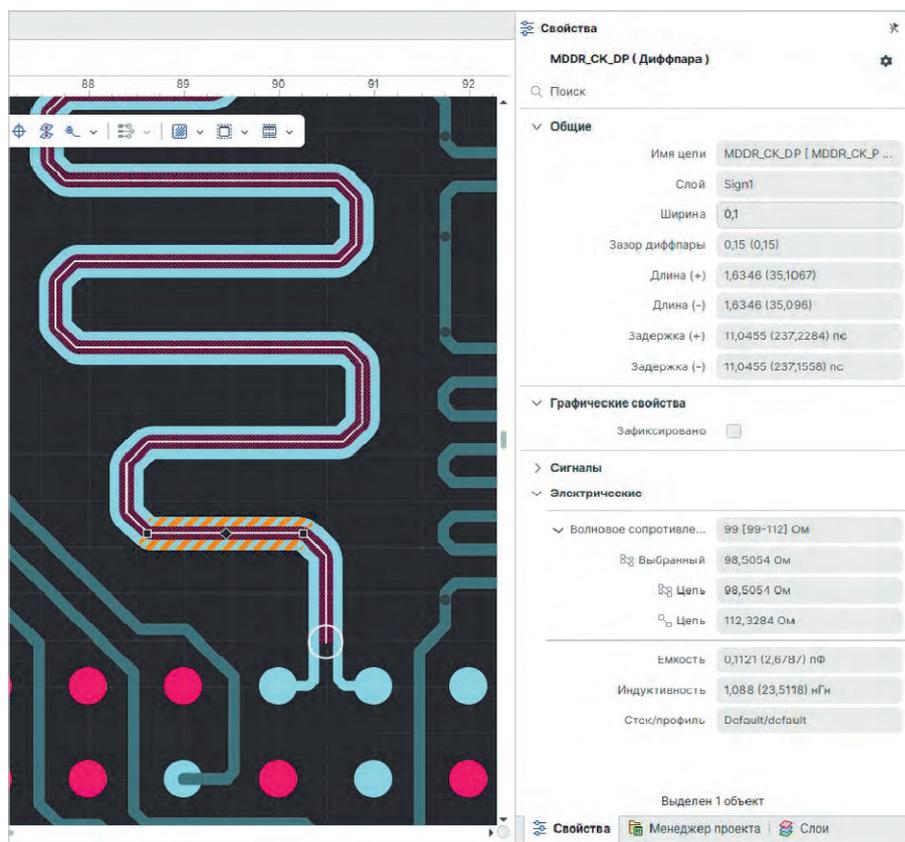


Рис. 8. Дифф. пара MDDR_CK_DP

такое отклонение (на коротких отрезках) не оказывает значительного влияния на качество сигнала (рис. 8).

Аналогично можно рассчитать волновое сопротивление для всех дифф. пар под заданное волновое сопротивление 100 Ом интерфейса DDR.

В данной статье рассмотрен первый вариант расчёта электрических параметров линий передачи на печатной плате с использованием САПР **Delta Design** и модуля **SimPCB** на примере интерфейса DDR.

Основные выводы

1. Возможности автоматического расчёта.
 - Программа позволяет получать параметры для одиночных трекков и дифференциальных пар прямо в редакторе платы, включая длину, задержку, волновое сопротивление, ёмкость и индуктивность.
 - Все расчёты учитывают стек и опорные слои из конфигурагора слоёв.
2. Изменение параметров для соответствия требованиям.
 - Для одиночных трекков и дифф. пар целевые значения расчётных параметров достигаются путём изменения ширины проводника или ширины и зазора для

дифф. пары, изменением в структуре конфигурации слоёв параметров материалов и порядком опорных слоёв.

3. Практическая применимость.

- Даже на низких частотах контроль волнового сопротивления, ёмкости и индуктивности критически влияет на качество сигналов интерфейса DDR и других похожих интерфейсов.

4. Вывод по методике.

- Автоматический расчёт в редакторе платы позволяет быстро оценить и скорректировать параметры трасс без предварительного создания профиля импеданса или использования стороннего САПР.
- Этот подход удобен для первичного анализа, однако для полного контроля (проверки DRC) и точного соблюдения всех требований к высокоскоростным сигналам, расположенным в разных слоях, рекомендуется использовать профиль импеданса (второй вариант расчёта), который будет рассмотрен в следующих статьях.

Литература

1. Кечиев Л.Н. Печатные платы и узлы гигабитной электроники. М.: Грифон, 2017. 424 с.

«Трассировка пучка треков» – инструмент для творчества

Вадим Грачёв, Максим Елисеев, Александр Старков, Александр Гладкевич, Дмитрий Сорока, Дмитрий Тимасов (ЭРЕМЕКС)

Традиционно системы проектирования топологии печатных плат предоставляют разработчикам средства автоматической и интерактивной трассировки. Автоматические трассировщики позволяют получить какой-то вариант трассировки сразу для множества соединений, но разработчик практически не может повлиять на её качество. Интерактивная трассировка обеспечивает максимальный контроль за проводимым соединением, но приходится реализовывать соединения по очереди одно за другим, что, конечно же, замедляет процесс проектирования. Новый инструмент «Трассировка пучка треков» топологического редактора системы «Delta Design» позволяет реализовывать целое семейство соединений в виде пучка треков по маршруту, указанному пользователем в виде линии-эскиза. Таким образом, пользователь с одной стороны имеет возможности контроля за прохождением трасс, с другой – время проектирования сокращается за счёт реализации сразу множества соединений.

в согласованном порядке (точнее, нумерация концов эскейпов на границе одной области должна быть обратной к нумерации на границе другой области). При этом эскейпы должны быть достаточно короткими чтобы не создавать проблем для своих соседей. Общее направление эскейпов определяется вектором от центра масс источников к концу эскиза, и желательно, чтобы эскейпы были монотонны вдоль этого направления (на рис. 2 эскейпы в левой области монотонны в направлении на север, а справа – в направлении северо-запад). Требование монотонности определяет частичный порядок меж-

Что надо понимать, работая с инструментом «Трассировка пучка треков»

Инструмент «Трассировка пучка треков» обеспечивает трассировку соединений на одном слое с соблюдением ограничений на зазоры и ширины треков. Исходными данными для работы трассировщика является набор линий соединений цепей (нетлайнов) и эскиз маршрута трассировки, которому приблизительно должен следовать пучок треков. Треки должны соединять на данном слое объекты, на которые указывают концы нетлайнов.

Так, на рис. 1 выделена верхняя группа линий соединений и нарисован эскиз планируемого маршрута прохождения пучка слоя на слое L1. Задача трассировщика – собрать треки в плотный пучок в области концов эскиза в согласованном порядке и провести пучок, приблизительно следуя эскизу.

Результат трассировки показан на следующей картинке (рис. 2). Для наглядности трассировка совмещена с исходным эскизом. Пучок треков приблизительно центрирован относительно линии эскиза. Кружочками отмечены области выходов-эскейпов. Задача трассировки пар эскейпов по обоим сторонам плотного пучка – наиболее сложная в алгоритмическом плане часть, поскольку схождение треков в пучок должно быть реализовано

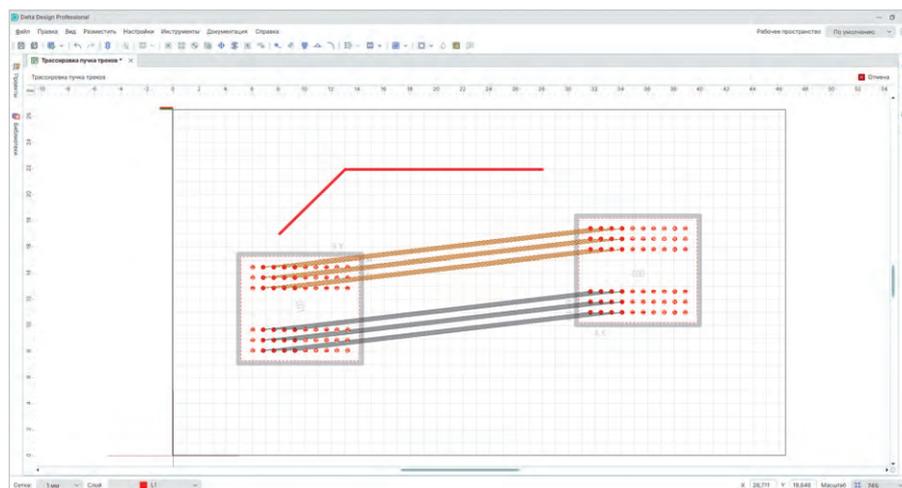


Рис. 1. Выделенный пучок линий соединения и эскиз маршрута трассировки

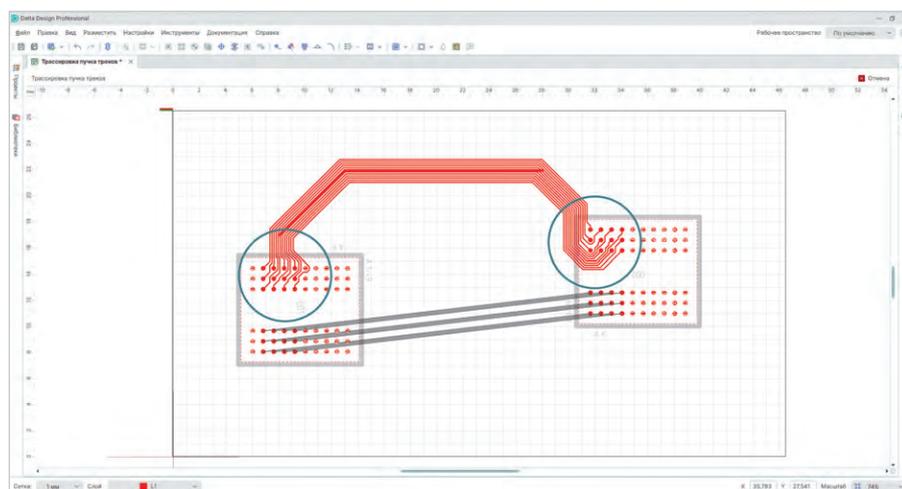


Рис. 2. Результат трассировки пучка линий соединения на рис. 1

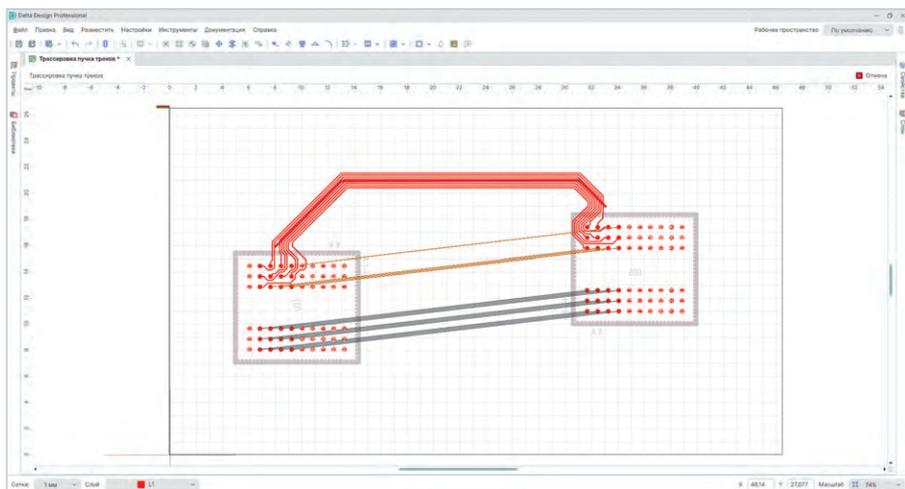


Рис. 3. Часть соединений не была реализована из-за неудачного эскиза маршрута трассировки

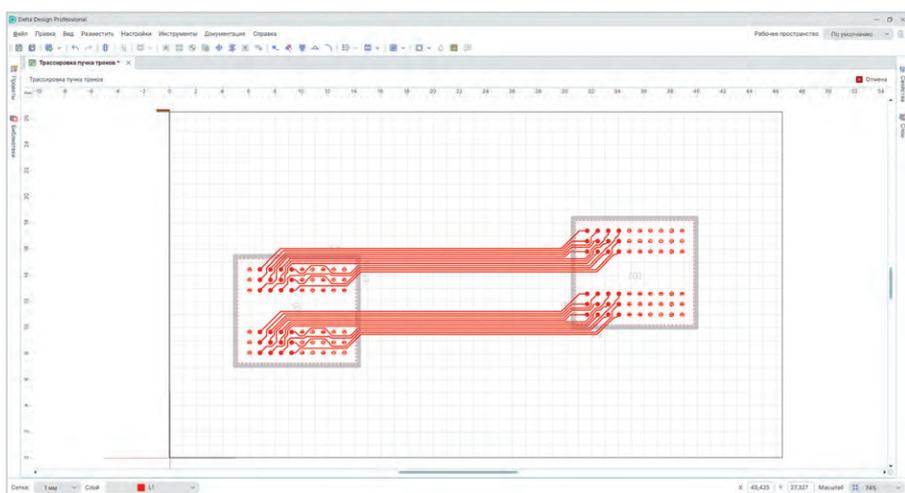


Рис. 4. Трассировка двух пучков нетлайнов (по отдельности) без пользовательского эскиза

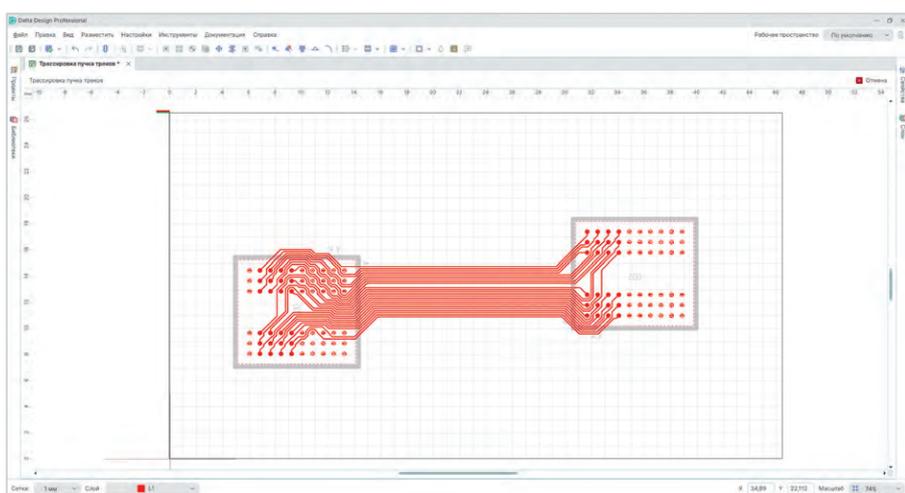


Рис. 5. Трассировка без пользовательского эскиза в виде одного пучка

ду нетлайнами как слева, так и справа. Поэтому пользователь может экспериментировать с геометрией эскиза подбывая оптимальный порядок.

На следующем примере (рис. 3) трассировку части линий соединений ре-

ализовать без нарушений не удалось, поскольку направление выхода эскейпов по эскизу было выбрано неудачно.

Инструмент позволяет осуществить трассировку для выделенных линий соединений даже без формирования

пользователем эскиза. В этом случае внутри инструмента формируется эскиз маршрута пучка (невидимый пользователю) и реализуется трассировка в соответствии с этим внутренним маршрутом. На следующей картинке (рис. 4) показаны результаты такой трассировки для двух пучков нетлайнов.

А вот что будет, если трассировать все нетлайны, как один пучок (рис. 5).

Как при формировании эскейпов, так и при проведении пучка учитываются препятствия. На примерах ниже в одном случае пучок обошёл препятствие в виде области запрета трассировки (рис. 6), в другом расщепился (рис. 7).

Ещё одна важная алгоритмическая задача, которая решается при реализации трассировки пучка треков, – выделение максимального семейства нетлайнов, концы которых разделены некоторой прямой регулярного направления (кратного 45 градусам). Это позволяет превратить нетлайны из отрезков в векторы (старт каждого – по одну сторону от прямой, финиш – по другую сторону) и создать две непересекающиеся области для построения эскейпов.

Для одного из уже рассмотренных примеров такое семейство включает все выделенные нетлайны, что вполне естественно, поскольку исходно концы нетлайнов уже фактически разделены и сгруппированы (рис. 8).

Но для примера ниже (рис. 9), где выделены идущие в противоположные стороны от резистора R81 нетлайны, формирование пучка треков из одной области в другую – задача, по сути, бессмысленная. Если не указывать желательный маршрут прохождения пучка, то алгоритм сам выберет какой-нибудь один нетлайн, сформирует эскиз маршрута и оттрассирует его. Если пользователь сам нарисует эскиз, то геометрия нарисованного эскиза учтётся при выборе нетлайнов. Таким образом, работая с инструментом, надо понимать, что при формировании семейства нетлайнов алгоритм может быть вынужден убрать часть нетлайнов из рассмотрения.

Поэтому рекомендация пользователям – подходить к формированию набора нетлайнов и рисованию эскиза маршрута творчески, с учётом особенностей однослойной трассировки.

Существенный вклад в качество результата трассировки вносят встроенные в инструмент алгоритмы сглаживания (как отдельных треков, так

Пользовательский интерфейс инструмента «Трассировка пучка треков»

Пользовательский интерфейс инструмента прост и лаконичен. Старт осуществляется из контекстного меню по правой кнопке мышки (рис. 10, наличие пункта «Трассировка пучка треков» не зависит от набора выделенных объектов).

При старте из текущего набора выделенных объектов убирается всё, кроме линий соединений. После старта пользователь находится в режиме выделения нетлайнов (только нетлайнов) и может скорректировать набор выделенных линий соединений.

Когда инструмент активен, по правой кнопке мышки доступно специальное контекстное меню (рис. 11).

При выборе пункта «Нарисовать эскиз» инструмент переходит в режим поэлементного рисования линии эскиза (по кликам мышки), при зажатой левой кнопке мышки реализуется режим свободного рисования. Циклы, созданные во время рисования, автоматически удаляются. Эскиз рисуется в цвете текущего активного слоя. На месте пункта «Нарисовать эскиз» появляется пункт «Завершить эскиз» (рис. 12), при выборе которого рисование завершается, и инструмент переходит в режим выбора линий соединений.

Пункт меню «Запустить трассировку» доступен при наличии выделенных линий соединений как в режиме выделения нетлайнов, так и в режиме рисования эскиза (в режиме рисования трассировка осуществляется по текущему состоянию линии с выходом в режим выделения нетлайнов). Пункт «Отменить трассировку» активен после запуска трассировки и удаляет проложенные в последнем запуске треки. Это позволяет экспериментировать с выделением нетлайнов и геометрией эскиза. После завершения трассировки эскиз исчезает, но пользователь может его восстановить для анализа (пункт «Восстановить эскиз») и возможной корректировки. Изменить геометрию эскиза на текущий момент можно только нарисовав новый (старый при этом теряется). Созданный активный эскиз можно удалить (пункт «Удалить эскиз»), чтобы перейти в режим трассировки с автоматическим формированием маршрута (рис. 13).

Пункт «Перейти на слой» позволяет изменить текущий активный слой. В режиме рисования эскиза переход

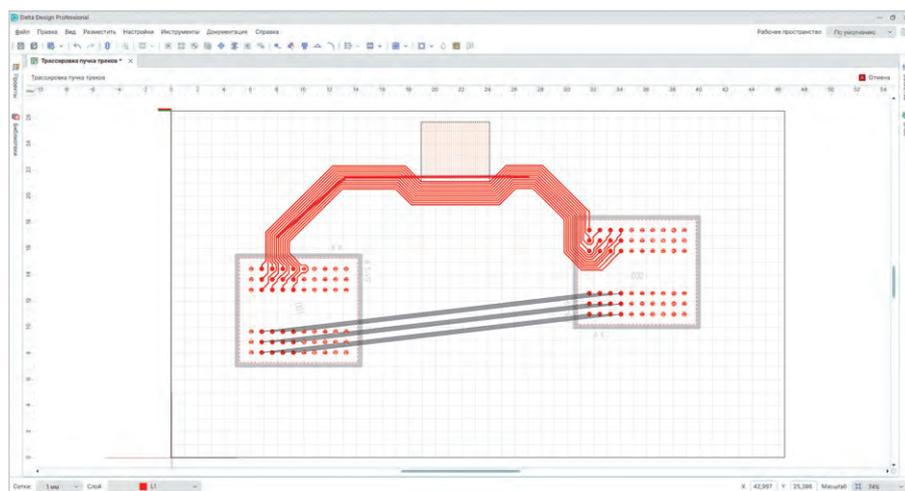


Рис. 6. Обход препятствия пучком треков

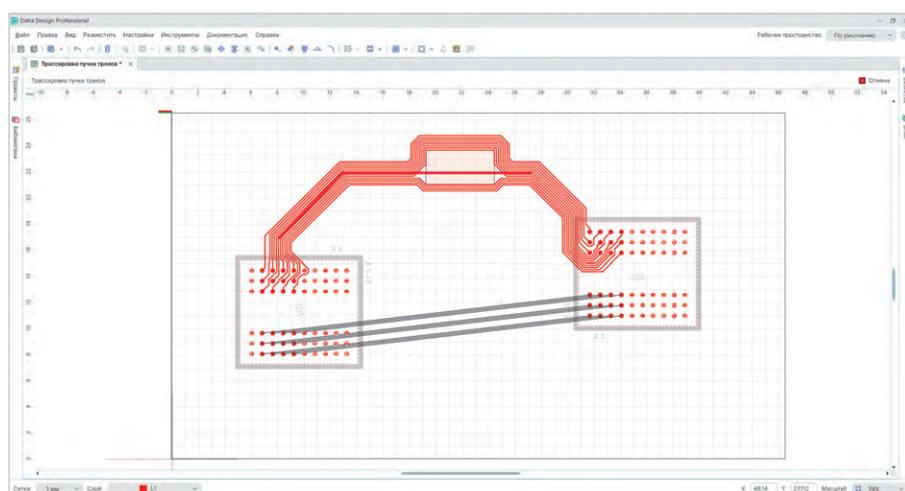


Рис. 7. Расщепление пучка треков при обходе препятствия

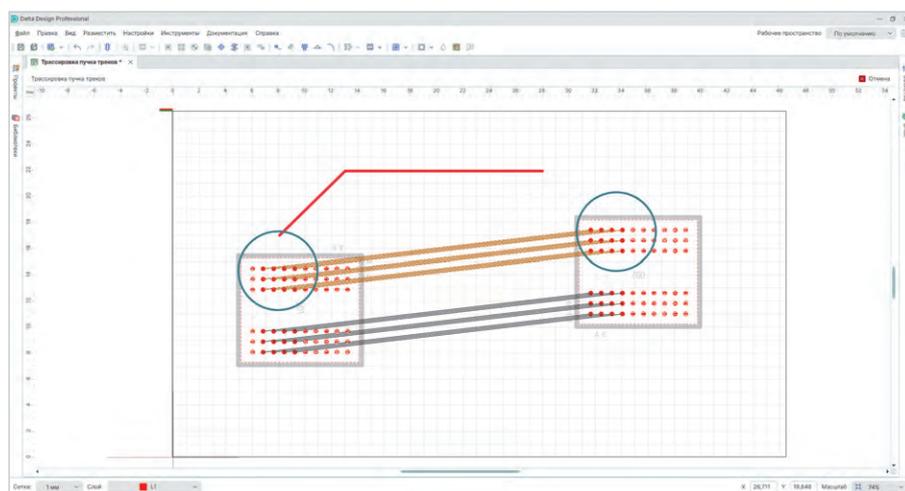


Рис. 8. Концы всех выделенных линий соединений разделяются вертикальной прямой

и всего пучка). Пользователь может нарисовать эскиз как в виде линии, из прямых сегментов, так и в виде свободной линии (поддерживаются только линии без циклов). Алгоритмы сглаживания приводят всё к 45-градусной геометрии трекков и минимизируют число изломов трасс. Но пользователю

не стоит забывать, что пучок трекков старается идти в некотором коридоре вокруг нарисованного маршрута, поэтому, особенно рисуя эскиз в виде свободной линии, лучше стараться рисовать линию плавно, именно там, где в результате хочется увидеть пучок трекков.

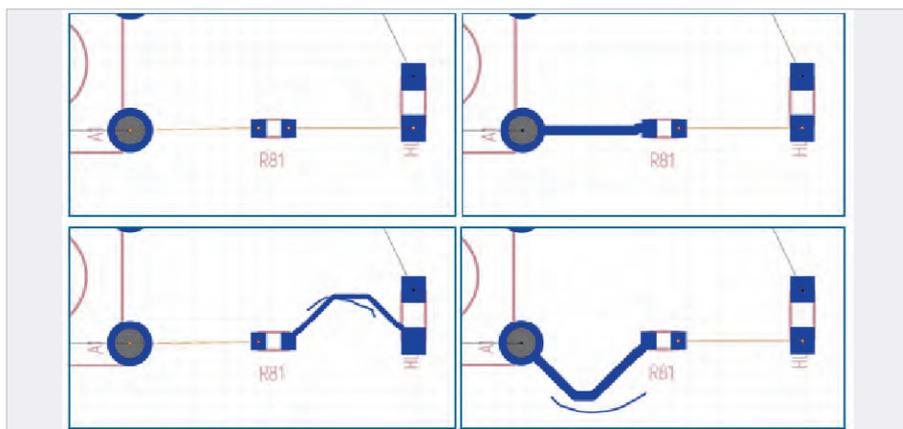


Рис. 9. Учёт эскиза при формировании семейства трассируемых нетлайнов

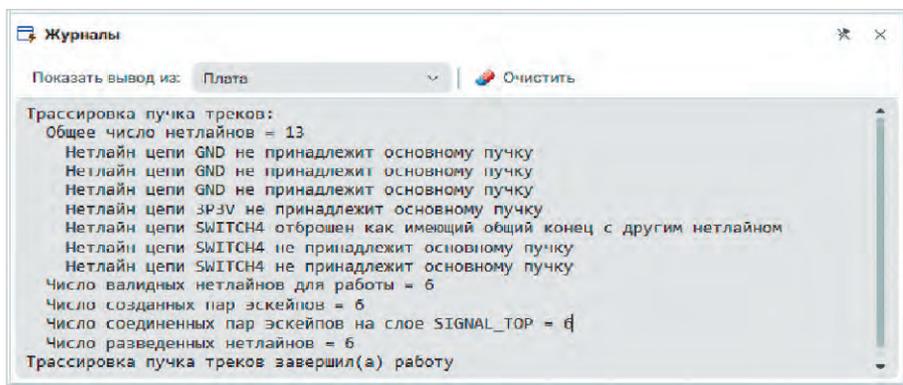


Рис. 14. Журнал с информацией о сеансе трассировки

изменяет слой эскиза, который служит указанием, на каком слое будет реализовываться трассировка (если эскиз отсутствует, то трассировка реализуется на текущем активном слое).

Информация о сеансе трассировки выдаётся в журнал (рис. 14).

Продолжение следует

Текущая первая версия инструмента «Трассировка пучка трек» поддерживает однослойную трассировку регулярных трек и дифференциальных пар (на рис. 15 указана стрелочками).

К числу основных ограничений относится отсутствие поддержки трассировки при наличии регионов с изменёнными правилами на ширины трек и зазоры. В последующих версиях планируется реализовать такую поддержку. Также рассматривается возможность автоматической установки фанатов в случае, если объекты на концах выделенной линии соединений расположены на разных слоях. Ещё одно направление развития – реализация трассировки последовательности пучков трек с переходом между слоями и автоматической установкой необходимого набора переходных отверстий. И это ещё не все возможности, связанные с исполь-

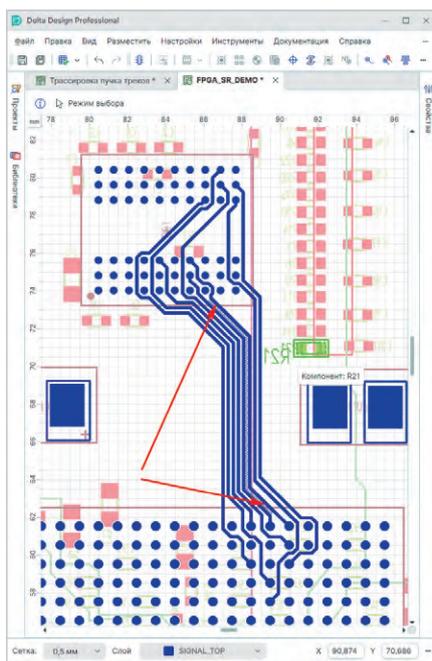


Рис. 15. Пример трассировки пучка с дифференциальной парой

зованием технологии трассировки пучков трек.

Напоследок хотелось бы ещё раз подчеркнуть, что использование инструмента «Трассировка пучка трек» – процесс творческий. Разработчик может экспериментировать с выбором набора линий соединений, эскизами

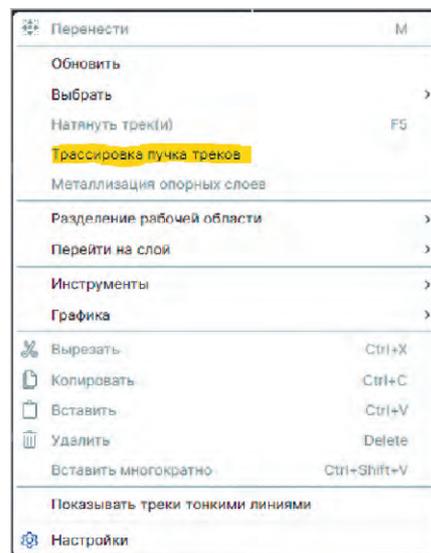


Рис. 10. Старт инструмента «Трассировка пучка трек»

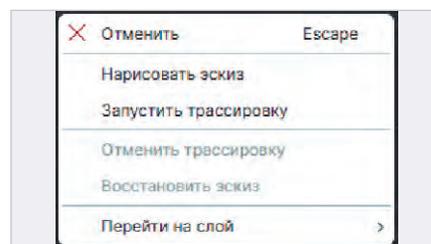


Рис. 11. Меню инструмента «Трассировка пучка трек»

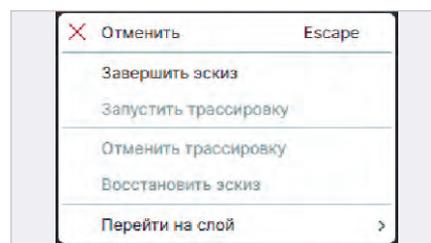


Рис. 12. Меню инструмента «Трассировка пучка трек» в режиме рисования эскиза

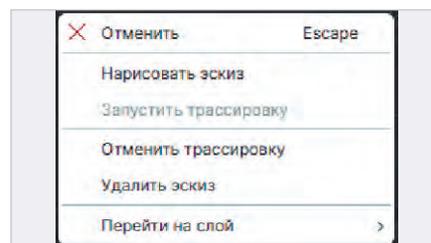


Рис. 13. Меню инструмента «Трассировка пучка трек» с активными пунктами «Отменить трассировку» и «Удалить эскиз»

маршрутов трассировки. В конце концов, можно трассировать одиночные треки и дифференциальные пары, указывая приблизительный маршрут их прохождения.

Новые усовершенствования аудиоусилителя на базе ОУ LM3886, включённого в мостовом режиме работы

Алексей Кузьминов

В статье описан двухканальный аудиоусилитель мощностью 40 Вт на базе четырёх мощных ОУ LM3886Т, включённых в мостовом режиме работы, и двухканального предварительного усилителя на двух сдвоенных ОУ ОРА1642 (или одного счетверённого ОУ ОРА1644), имеющих высокие показатели динамических характеристик (скорость нарастания и полоса пропускания), которые почти на порядок превосходят аналогичные показатели инструментальных усилителей (ИУ) AD8295, применённых в аудиоусилителях, описанных в [1] и [2] и INA2128 в [3]. Благодаря применению ОУ ОРА1642/ОРА1644 и новым схемным решениям настоящий аудиоусилитель не только воспроизводит синусоидальный сигнал звукового диапазона частот, поданный на его вход с генератора, с малыми искажениями, но и (главное) имеет переходную характеристику, близкую к прямоугольной (без выбросов и последующей затухающей осцилляции), которая существенно повышает качество воспроизведения перкуSSIONных инструментов. В статье также описан новый и более простой преобразователь однополярного напряжения в двухполярное (или формирователь искусственной «земли») на базе ОУ LM675/TDA2050. Приведены схемы, разводка плат и внешний вид устройств аудиоусилителя, а также описаны результаты его работы и конструкция.

Введение

Если с воспроизведением музыкальных файлов (фонограмм) во всём звуковом диапазоне частот аудиоусилителя, описанные в [1] и [2], справляются неплохо, то при воспроизведении перкуSSIONных инструментов (барабаны, тарелки, металлические треугольники, ксилофоны и т.п.) эти усилители показывают себя не совсем адекватно. Так, например, при ударе барабанной палочкой по тарелке сам звук удара (так называемая атака) либо вовсе не слышен, либо слышен очень слабо, тогда как результат удара (дрожание тарелки) слышен очень хорошо. Дальнейший анализ показал, что причиной этого явления служит так называемая переходная характеристика усилителя, т.е. его реакция на «ступеньку» – относительно быстрое изменение входного напряжения от минимального (нулевого) значения до относительно высокого (и наоборот). А переходная характеристика усилителя тесным образом связана с его динамическими характеристиками: шириной полосы пропускания и, в первую очередь, со скоростью нарастания.

Сравнив динамические характеристики мощного ОУ LM3886 и ИУ, применённого в [1], [2] (AD8295) и [3] (INA2128) в качестве предварительного усилителя, было выяснено, что у ИУ эти динамические характеристики на порядок хуже, чем у ОУ LM3886 (см. далее). Поиск ИУ со скоростью нарастания не менее чем у ОУ LM3886 показал, что такие ИУ существуют (например, AD8250/AD8251/AD8253), однако их цена (от 1000 руб. до 3000 руб. и выше) просто зашкаливает, а поскольку их требуется два, то предварительный усилитель с такими ИУ будет и вовсе «золотым». Кроме того, для каждого из двух каналов предварительного усилителя потребуется ещё по два ОУ, один из которых также должен быть высокоскоростным. В итоге вся конструкция предварительного усилителя будет существенно осложнена. Поэтому от использования ИУ в предварительном усилителе автор отказался. В то же время автор нашел относительно недорогой и высокоскоростной ОУ ОРА164Х (одноканальный ОРА1641, сдвоенный ОРА1642 и счетверённый ОРА1644), который имеет



Дополнительные материалы к этой статье можно скачать, перейдя по ссылке в QR-коде

скорость нарастания, как у ОУ LM3886. Однако для использования такого ОУ в предварительном усилителе потребовались некоторые дополнительные схемные решения как в усилителе мощности на LM3886, так и в самом предварительном усилителе. Применив два сдвоенных ОУ ОРА1642 или один счетверённый ОРА1644 в предварительном усилителе, автор получил такой результат, которого даже не ожидал. Это и является основным предметом настоящей статьи.

Дальнейшее изложение построено следующим образом. Вначале будут приведены принципиальные схемы устройств аудиоусилителя, затем разводка их плат и внешний вид (фотографии). Далее будут описаны результаты работы как предварительного усилителя, так и всего аудиоусилителя. Кроме того, будет описана конструкция всего аудиоусилителя.

Принципиальные схемы

Усилитель мощности (рис. 1, рис. 2) по своей схеме не отличается особой сложностью. В каждом канале использовано по два ОУ LM3886Т, которые включены идентично и представляют собой классические инвертирующие усилители на ОУ с коэффициентом усиления, равным $K = -R2/R1 = -10$. Конденсатор С1, стоящий в обратной связи ОУ, устраняет выбросы выходного напряжения с последующей затухающей осцилляцией (см. далее) на переходной характеристике (реакция ОУ на ступеньку). Резистор $R3 = R1 \parallel R3 = 1,8K$ сохраняет баланс токов на входе ОУ. RC-цепочка R8-R9-C4 – стандартная цепочка для входа Mute, которая при включении (и выключении) питания блокирует выходное напряжение ОУ на некоторое время, чтобы устранить треск в АС. Конденсатор С2 блокирует паразитную

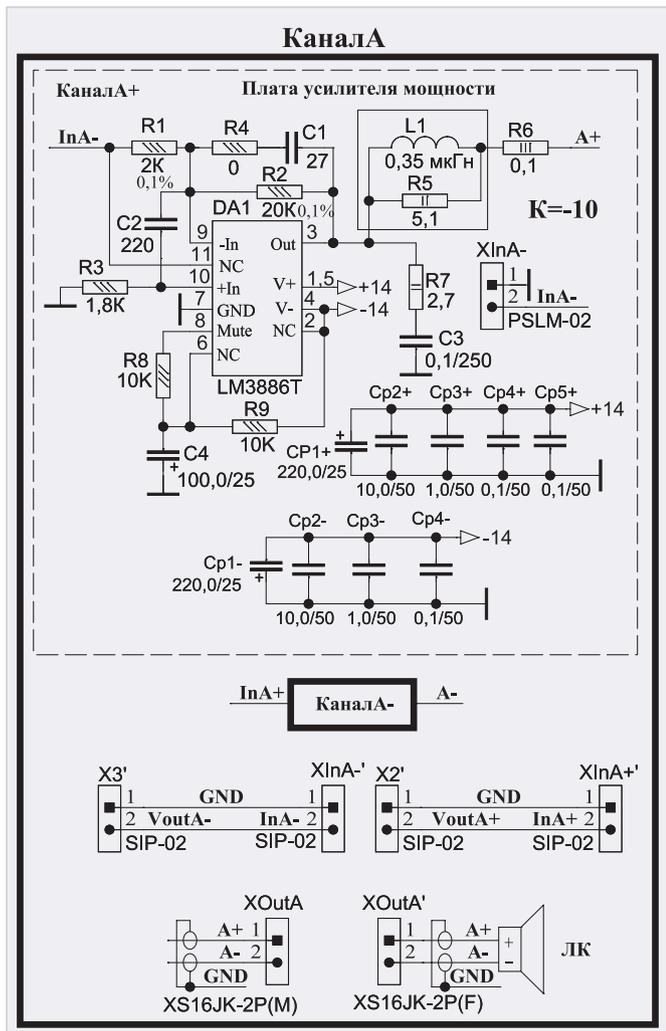


Рис. 1. Схема одного канала (А) усилителя мощности



Рис. 4. Схема формирователя искусственной «земли»

генерацию ОУ на ВЧ. RL-цепочка L1-R5 и RC-цепочка R7-C3 блокируют проникновение ВЧ-составляющей в АС. Резистор R6 устраняет некоторый разбаланс токов двух экземпляров ОУ. Конденсаторы Cp1+ ... Cp5+ и Cp1-... Cp4- -- блокировочные по положительному и отрицательному напряжениям питания. Схемы остальных трёх каналов (А-, В- и В+) аналогичны. Остальные элемен-

ты усилителей мощности понятны из схем рис. 1 и рис. 2. Схема рис. 1 с некоторыми изменениями и дополнениями взята из схем, приведённых в справочном листке (Datasheet) на ОУ LM3886. Какие произведены изменения в схеме по сравнению со схемами в [1] и [2]?

1. R6 и R7 – металлооксидные, которые по сравнению с проволочными

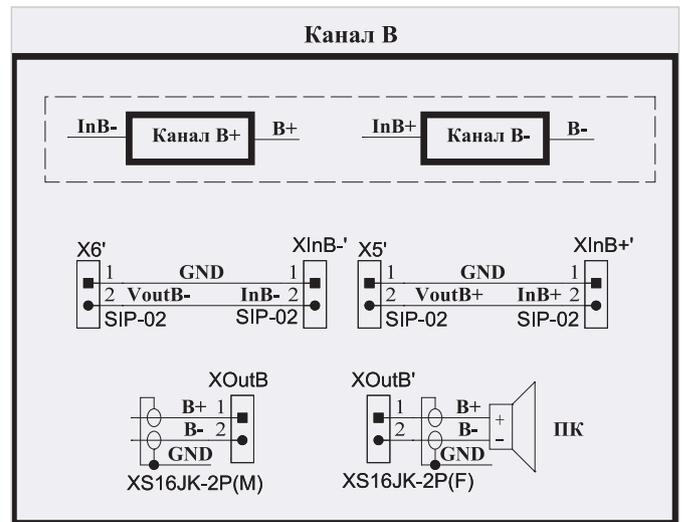


Рис. 2. Схема канала В

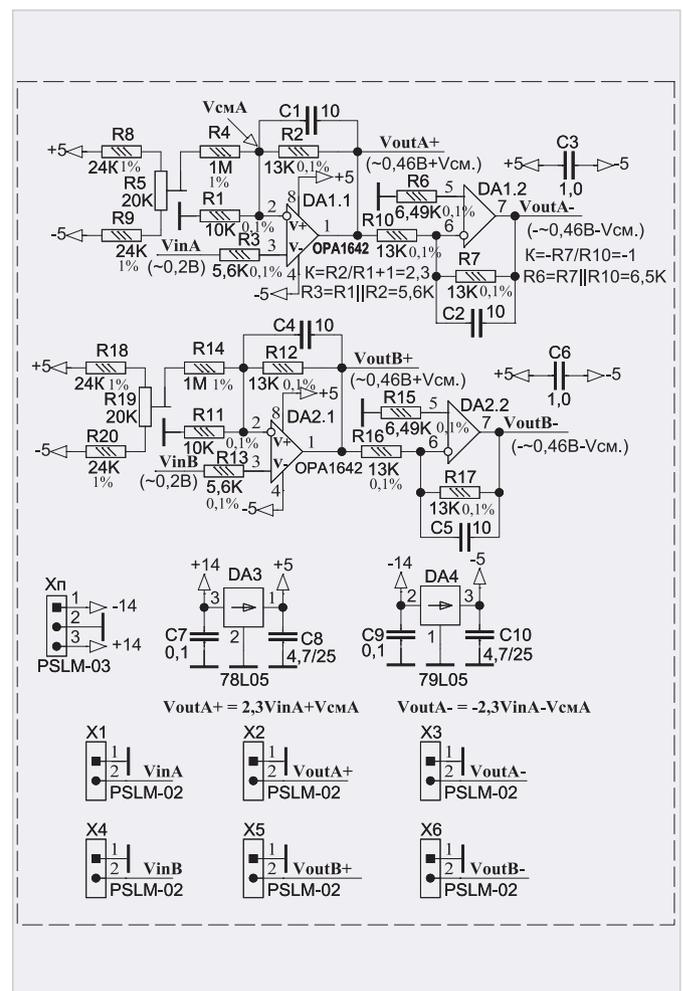


Рис. 3. Схема предварительного усилителя

(типа КНП), применёнными в [1] и [2], имеют практически нулевую индуктивность (измеренная индуктивность на частоте 100 Гц, 1 кГц и 10 кГц составила 0 мкГн). Измерение индуктивности производилось RLC-метром АКПП-6107. Эти небольшие индуктивности R6 и R7 в некоторой степени влияют на переходную характеристику усилителя.

2. Установлен конденсатор С2, отсутствующий в [1] и [2]. Этот конденсатор, рекомендуемый производителем, как указано в справочном листке (Datasheet), уменьшает коэффициент усиления (полосу пропускания усилителя) на высоких частотах, чтобы избежать паразитной генерации колебаний, возникающих при квазинасыщении выходного транзистора. Конденсатор также подавляет внешние электромагнитные помехи переключения, создаваемые люминесцентными лампами. Что касается люминесцентных ламп, то сейчас они практически не используются (по крайней мере, в квартирах), а вот то, что конденсатор исключает паразитную генерацию на ВЧ, имеет большое значение.

3. Катушка индуктивности L1 представляет собой 8 витков обмоточного провода ПЭТВ (или ПЭВ), расположенного прямо на резисторе R5 (C2-29B-1 мощностью 1 Вт). Диаметр провода увеличен до 1,2 мм (по сравнению с 1 мм в [2]). В [1] вместо L1, R5 и R6 использован один проволочный резистор номиналом 0,1 Ом, у которого количество витков проволоки равно 8. Однако по сравнению с L1, R5 и R6 это не одно и то же. Для получения качественной обмотки автор использовал хвостовик сверла диаметром 8 мм, зажатого в тисках. На хвостовик с натягом наматывается 8 витков провода; полученная катушка также с натягом надевается на резистор R5, концы провода очищаются от лака, облуживаются, и к ним припаиваются выводы R5 (они существенно тоньше). При диаметре провода 1,2 мм на резисторе помещается как раз 8 витков. После этого резистор с обмоткой уже впаивается в плату (см. фото далее). Измеренная индуктивность составила 0,35 мкГн. В справочном листке, если работает один ОУ, то к его выходу необходимо подключить RL-цепочку с номиналами $R = 10 \text{ Ом}$ и $L = 0,7 \text{ мкГн}$. Но поскольку в мостовом режиме используются два ОУ, включённые навстречу друг к другу, а при последовательном соединении резисторов и катушек индуктивностей сопротивления и индуктивности складываются, то и номиналы резистора R5 и индуктивность катушки L1 равны соответственно 5,1 Ом и 0,35 мкГн (т.е. они уменьшены в 2 раза).

4. Напряжение металлоплёночного полиэстерного конденсатора (марки

CL-20) с аксиальными выводами (С3 на схеме) снижено с 400 В (в [1] и [2]) до 250 В, что уменьшило его размер (до $5 \times 15 \text{ мм}$ – см. далее).

5. Электролитические конденсаторы CP1+ и CP1– – низкоимпедансные (Low Impedance), которые по сравнению с конденсаторами с Low ESR, используемыми в [1] и [2], хорошо работают на высоких частотах. Автор использовал конденсаторы марки UPW компании Nichicon.

6. Плата сделана односторонней (как в [1]), и в противоположность в [2], где плата двусторонняя). Кроме того, в [2] на одной плате расположены сразу две микросхемы LM3886, а в [1] каждая микросхема расположена на одной плате, как и в настоящем усилителе. Это позволило в некоторой степени устранить зависимость работы микросхем по питанию друг от друга, так как питание и «земля» подводятся к каждой из четырёх плат отдельно.

7. Резисторы R1 и R2 имеют допуск по сопротивлению в 0,1% (по сравнению с [1] и [2], где допуск равен 1%), что позволяет существенно улучшить идентичность коэффициента усиления всех четырёх ОУ ($K = -10$).

8. Изменены номиналы RC-цепочки R4C1: вместо 20К и 47 пФ (как в [1], [2] и Datasheet) установлены 0К (перемычка) и 27 пФ. Это исключило переуправление (выброс напряжения и дальнейшие затухающие колебания частотой несколько МГц и длительностью до 2–3 мкс) при подаче на вход усилителя прямоугольного меандра для выяснения реакции усилителя на ступеньку (переходная характеристика). Теперь переходная характеристика усилителя близка к прямоугольной, а длительность фронта и среза составила не более 1,4 мкс (см. далее).

Эти на первый взгляд незначительные изменения схемы по сравнению с [1] и [2] позволили существенно улучшить качество воспроизведения ОУ LM3886 музыкального сигнала.

Коэффициент нелинейных искажений плюс шум (КНИ+Ш) у ОУ LM3886, включённом в качестве инвертирующего усилителя (как на рис. 1) при 4-омной нагрузке по справочному листку составляет не более 0,03%, при 8-омной нагрузке – не более 0,02%. Таким образом, удвоенное сопротивление нагрузки приводит к уменьшению КНИ+Ш приблизительно на 0,01% (и наоборот). Поскольку в мостовом режиме работы при 4-омной нагруз-

ке эквивалентная нагрузка каждого из ОУ будет составлять 2 Ома, то, экстраполируя погрешность на 0,01%, можно ожидать, что при этом КНИ+Ш будет составлять около 0,04%, а поскольку ОУ два, то, складывая погрешности, можно получить, что КНИ+Ш будет составлять около 0,08%, т.е. менее 0,1% в диапазоне частот от 20 Гц до 20 кГц и в диапазоне мощностей от 1 Вт до 60 Вт. Этот вывод подтвердили результаты тестирования схемы рис. 1 (см. далее).

Предварительный усилитель (рис. 3) также не отличается особой сложностью. Но прежде чем его описывать, сделаем некоторое отступление относительно скоростных (динамических) характеристик ОУ и ИУ.

Каждый ОУ (и ИУ) характеризуется скоростью нарастания (Slew Rate) выходного напряжения в ответ на так называемую «ступеньку», т.е. на мгновенное изменение входного напряжения от 0 до максимума и наоборот (иное название – переходная характеристика). Эта скорость измеряется в В/мкс. Кроме того, ОУ характеризуется максимальной полосой пропускания (GBWP – Gain-Bandwidth Product), которая измеряется в МГц. Обе эти динамические характеристики обычно указываются вместе. Например, типовые значения у LM3886 составляют 19 В/мкс и 8 МГц. А вот у ИУ эти характеристики значительно хуже. Например, ИУ AD8295, применённый в [1] и [2], имеет 2,5 В/мкс и 1 МГц, а ИУ INA2128, описанный в [3], имеет 1,2 В/мкс и 1,3 МГц (см. соответствующие справочные листки – Datasheet). Таким образом, динамические характеристики ИУ почти на порядок хуже, чем у ОУ LM3886, а от динамических характеристик существенным образом зависит верность воспроизведения звука перкуссионных инструментов (барабаны, тарелки, различные металлические треугольники, ксилофоны и т.п.), особенно во время так называемой атаки, т.е. в момент начала первого удара. Другими словами, чем лучше динамические характеристики, тем реалистичнее будут воспроизводиться звуки перкуссии.

Теперь возвратимся к прерванной последовательности изложения. Как видно из рис. 3, в предварительном усилителе использованы два сдвоенных ОУ ОРА1642. Этот ОУ является одним из лучших ОУ, специально предназначенных для аудиоприло-

жений. Он из так называемой серии SoundPlus. Как написано в его справочном листке, OPA1642 показывает «превосходное качество звука» и применяется в «профессиональном аудиооборудовании, аналоговых и цифровых микшерных пультах, оборудовании для вещательных студий, высококачественных аудио- и видеоприемниках, высококачественных Blu-ray плеерах». Его динамические характеристики (Slew Rate и GBWP) составляют 20 В/мкс и 11 МГц соответственно, т.е. чуть лучше, чем у LM3886, не говоря уже об ИУ. Автор использовал ИУ в [1], [2] и [3] по одной простой причине. У ИУ есть вход REF, изменяя напряжение на котором, можно легко регулировать напряжение смещения выходного сигнала ИУ и таким образом регулировать напряжение смещения каждого из выходных мощных усилителей LM3886, что требуется для адекватной работы мостового включения этого ОУ (см. далее настройку всей схемы). Но у ОУ OPA1642 нет входа REF, а регулировать напряжение смещения выходных мощных ОУ требуется в обязательном порядке. Как быть? К счастью, этот вопрос может быть легко решен. Как видно из рис. 3, к инвертирующему входу ОУ DA1.1 (2-й вывод) подключён резистор R4, второй конец которого соединён с движком подстроечного резистора R5, входящего в состав делителя напряжения R8-R5-R9, подключённого к положительному и отрицательному напряжениям питания. Такая схема позволяет регулировать выходное напряжение смещения ОУ DA1.1 и ОУ DA1.2, включённого как инвертирующий ОУ, в пределах приблизительно ± 35 мВ (это напряжение между выходами обоих ОУ). Здесь необходимо отметить, что максимальное напряжение смещения каждого из ОУ LM3886 составляет около 5–7 мВ, а поскольку в мостовом режиме их два, общее напряжение смещения составит не более ± 15 мВ, и, таким образом, смещение ОУ DA1.1 и DA1.2 перекрывает его приблизительно в два раза. Схему на R8-R5-R9 и R4 автор «подсмотрел» в справочном листке на преобразователь действующего значения напряжения в постоянное (RMS-to-DC Converter) AD637 (компании Analog Devices), где как раз регулируется напряжение смещения ОУ, встроенного в AD637. Хотя эта схема не такая известная, её можно найти в Интернете и в других приложениях.

Если исключить из рассмотрения вышеописанную схему регулирования смещения, то можно заметить, что ОУ DA1.1 включён как классический неинвертирующий усилитель с коэффициентом усиления, равным: $K = R2/R1 + 1 = 13K/10K + 1 = 2,3$. Для сохранения равенства токов на входах ОУ входной сигнал (VinA с разъёма X1) подаётся на него через резистор R3, который, как известно, должен быть равен: $R3 = R1 \parallel R2 = (10K \times 13K) / (10K + 13K) = 5,652K \approx 5,6K$. Второй ОУ на DA1.2 включён как классический инвертирующий усилитель с коэффициентом усиления, равным: $K = -R7/R10 = -13K/13K = -1$. Как видно из схемы рис. 3, сигнал с выхода DA1.1 (1-й вывод, сигнал VoutA+) подаётся на инвертирующий вход DA1.2 (6-й вывод) через резистор R10 и одновременно на разъём X2. Выходной сигнал ОУ DA1.2 (7-й вывод, сигнал VoutA-) подаётся на разъём X3. Для сохранения баланса токов на входах DA1.2 резистор R6 должен быть равен: $R6 = R7 \parallel R10 = 13K \parallel 13K = 6,5K$ (на схеме R6 = 6,49K). Таким образом, учитывая напряжение смещения Vcm и коэффициенты усиления соответствующих ОУ, получаем, что $VoutA+ = 2,3 \times VinA + Vcm$ и $VoutA- = -2,3 \times VinA - Vcm$. Для получения достоверных значений коэффициентов усиления резисторы R1, R2, R3 и R6, R7, R10 имеют допуск по номиналам не более 0,1%. Конденсаторы C1, C2 и C4, C5 установлены для получения приемлемой переходной характеристики аналогично C1 (рис. 1). Конденсаторы C3, C6 и C7...C10 – блокировочные.

Напряжения питания (± 14 В и «земля») на плату подаются с разъёма Xп. Для питания ОУ (± 5 В) используются два стабилизатора: 78L05 (DA3) и 79L05 (DA4). Конденсаторы C3...C6 положены по штату работы стабилизаторов.

Для канала В используется ОУ DA2 по аналогичной DA1 схеме.

Вместо двух сдвоенных ОУ OPA1642 можно применить четверённый ОУ OPA1644. Схема для него такая же, как и на рис. 3, и отличается только нумерацией выводов, поэтому не приводится. Кроме того, резисторы R7, R10, R16 и R17 – по 10K, R6 и R15 – по 5K. А вот разводка у них разная, и номиналы отмеченных резисторов указаны на разводке (см. далее). Влияние каждого из ОУ, входящих в состав OPA1642 и OPA1644 (Channel Separation), составляет -126 дБ (см. Datasheet), т.е. ничтожно

но мало, поэтому разницы по применению двух OPA1642 или одного OPA1644 нет никакой. По стоимости ОУ OPA164X в несколько раз дешевле вышеописанных ИУ, а OPA1644 немного дешевле двух OPA1642.

Питание всего усилителя осуществляется от однополярного стабилизированного источника питания (ИП) с защитой от перегрузки по току (10 А) на базе IGBT-транзистора (DG20X06) с выходным напряжением 28 В, максимальным током 10 А и максимальной амплитудой пульсаций выходного напряжения при таком токе более 1 мВ, подробно описанного автором в статье [4]. На момент публикации статьи [4] транзистор DG20X06 стоил около 100 руб. Однако в настоящее время он подорожал почти в 2,5 раза. В связи с этим автор нашёл ещё два относительно недорогих IGBT-транзистора: MSG15T65 и HGTG5N120 (HGTG10N120), передаточные характеристики (Transfer Characteristics) которых несколько лучше, чем у DG20X06 (у них ещё больше напряжение смещения VGE(th)), и которые несколько дешевле DG20X06. Эти два транзистора, на взгляд автора, вполне могут быть использованы в ИП взамен DG20X06. Чтобы не перегружать статью, сравнение переходных характеристик всех трёх транзисторов приведено в дополнительных материалах к статье на сайте журнала.

Преобразователь однополярного питания в двухполярное или формирователь искусственной «земли»

Такой преобразователь однополярного питания $+28$ В в ± 14 В требуется как для питания платы усилителя мощности (рис. 1), так и для питания предварительного усилителя (рис. 3). Поскольку в мостовом включении LM3886 силовой «земли» нет, то имеется только вспомогательная «земля». Как можно заметить из рис. 1, к этой вспомогательной «земле» подключены все конденсаторы (кроме C2). Потребление тока LM3886 (по «земле») составляет не более 40...50 мА, а поскольку их 4, то общее потребление тока усилителя мощности (по «земле») составит не более 0,2 А. Потребление тока предварительного усилителя не более 0,1 А. Кроме того, двухполярное питание ± 14 В требуется, если используется пик-детектор (как,

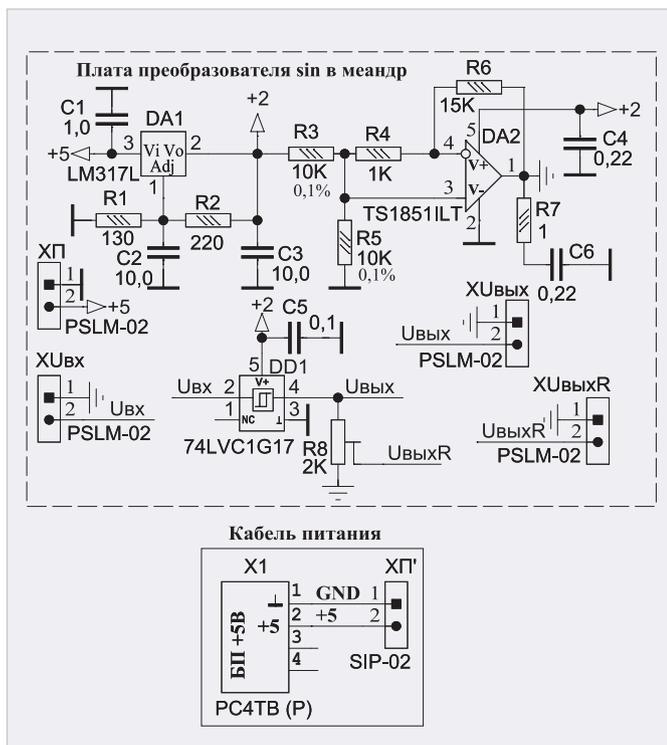


Рис. 5. Преобразователь синусоидального сигнала в прямоугольный меандр

например, в [2]), который потребляет не более 50 мА. Также такое питание требуется, если используется двухканальный индикатор уровня звука на TFT-дисплее [5], который потребляет около 0,1 А. Таким образом, общее потребление тока (по «земле») всех перечисленных устройств не превышает 0,5 А.

В [2] используется преобразователь однополярного питания в двухполярное на базе ОУ LM1875, подробно описанный автором в [6]. Однако, как показала практика, преобразователь на базе LM1875 имеет несколько существенных недостатков.

Первый недостаток – сама схема. Она представляет собой повторитель напряжения на ОУ LM1875, к неинвертирующему входу которого подключена средняя точка делителя напряжения питания (28 В) в 2 раза на основе двух резисторов одинакового номинала, а выход ОУ является искусственной «землей», относительно которой и получаются два напряжения ± 14 В. К выходу ОУ также подключены два конденсатора, один из которых подключён к +14 В, а второй к -14 В. Эти конденсаторы в обязательном порядке должны быть низкоимпедансными (Low Impedance). Если же эти конденсаторы обычные и даже с Low ESR, то в такой схеме возникает паразитная генерация частотой 300–500 Гц и

с амплитудой, доходящей до напряжений питания, т.е. такая схема склонна к самовозбуждению. Низкоимпедансные конденсаторы достаточно дорогие и нередко по стоимости превышают стоимость самого ОУ LM1875 (около 100 руб.) в полтора, а то и в 2 раза.

Второй недостаток – в схеме используется достаточно габаритный подстроечный резистор, из-за чего возрастают габариты всей платы.

Третий недостаток – LM 1875 существенно нагревается, поэтому для его работы требуется достаточно габаритный радиатор.

Четвёртый недостаток состоит в следующем. ОУ LM 1875 достаточно хорошо известен (он, как правило, используется в аудиоусилителях), поэтому выпускается многими компаниями, и нередко можно столкнуться с его подделками, которые внешне не отличаются от оригинальных, но с существенно худшими параметрами, чем у оригинала, а то и вовсе не работающих. В Интернете, например, можно найти много фотографий сравнения оригинальных и поддельных LM1875 с удалённой пластиковой частью корпуса, когда видно сам обнажённый кристалл, который у поддельных в 4 раза меньше по площади, чем у оригинальных.

Все эти недостатки отсутствуют в схеме формирователя искусственной «зем-

ли» на базе менее известного (но более качественного) ОУ LM675 (рис. 4). Эта схема приведена в справочном листке на LM675. Как можно заметить из этой схемы, в ней также имеется делитель напряжения питания в 2 раза на резисторах R1 и R3, точка соединения которых подключена к неинвертирующему входу (1-й вывод) и одновременно через резистор R2 – к инвертирующему (2-й вывод), а между выходом ОУ (4-й вывод) и его инвертирующим входом установлен резистор RC R4. Таким образом, рассматривая ОУ со стороны инвертирующего входа, можно заметить, что он представляет собой инвертирующий усилитель с коэффициентом усиления, равным $K = -R4/R2 = -15K/1K = -15$, а рассматривая его с неинвертирующего входа, $-K = R4/R2 + 1 = 15K/1K + 1 = 16$. К выходу ОУ, являющемуся как раз искусственной «землей», также подключена RC-цепочка R5-C1, которая препятствует самовозбуждению ОУ существенно лучше, чем вышеописанные низкоимпедансные конденсаторы в схеме с LM1875. Другими словами, R5-C1 полностью исключает генерацию. Кроме того, в схеме используются всего два достаточно дешёвых керамических конденсатора C1 и C2 для поверхностного монтажа (см. далее). Тестирование формирователя искусственной земли будет описано далее.

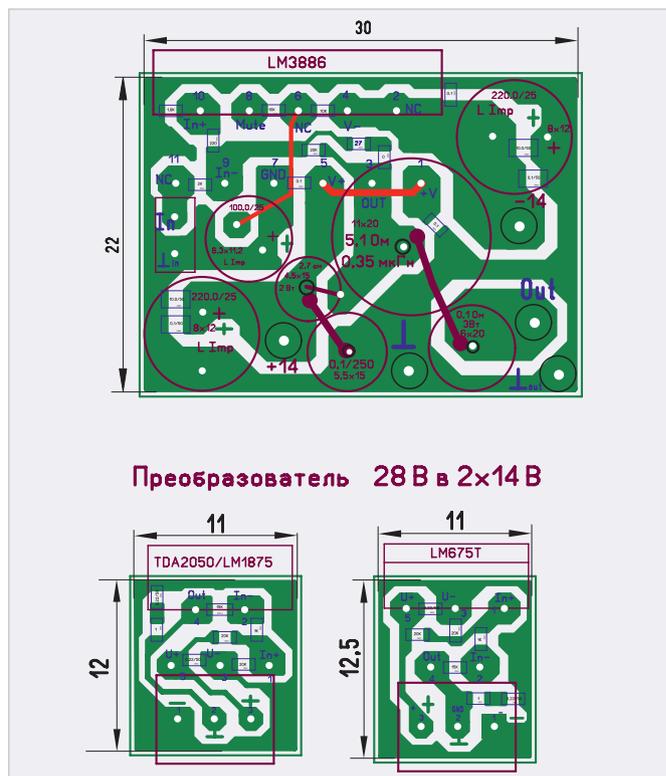


Рис. 6. Разводка платы усилителя мощности

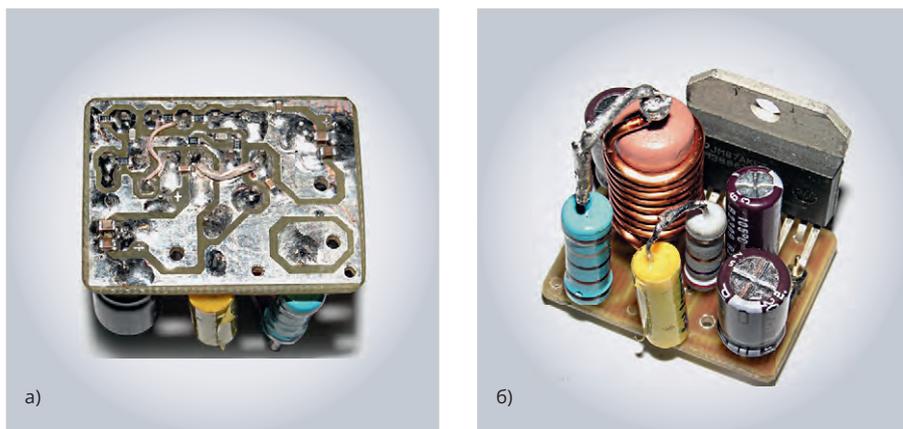


Рис. 7. Фотография платы усилителя мощности:
а) вид со стороны дорожек, б) вид с обратной стороны

LM675 сейчас можно приобрести по стоимости около 200 руб., что в 2 раза выше стоимости LM1875, однако все компоненты платы обойдутся всё равно дешевле, чем компоненты платы с LM1875. Вместо LM675 можно использовать микросхему ОУ TDA2050, которая чуть дешевле (около 180 руб.) и которая также показала отличный результат работы. В связи с простотой схемы рис. 4 плата получилась миниатюрной (см. далее разводку платы). Разводка для TDA2050 также приведена (см. далее). В связи с высокими показателями схемы рис. 4 она и применена в усилителе.

Напряжение питания от ИП (+28 В) поступает в усилитель (в том числе и на описываемый преобразователь) с разъёма XS20JK-4P (Хр, рис. 4), который обеспечивает максимальный ток до 25 А на контакт.

Для оценки переходной характеристики (реакции на ступеньку) усилителя был сконструирован преобразователь синусоидального сигнала (полученного с генератора) в прямоугольный меандр (рис. 5). Поскольку от такого преобразователя требуется как можно меньшие времена фронта и среза выходного сигнала, чтобы он был действительно ступенчатый, в схеме применена простейшая цифровая микросхема триггера Шмидта 74LVC1G17 (DD1), у которого при его питании напряжением в 2 В времена фронта и среза по справочному листку (Datasheet) составляют не более 4 нс. Питание схемы осуществляется от любого стабилизированного ИП напряжением +5 В и током не более 50 мА (схема в нижнем на рис. 5 пунктирном прямоугольнике). Для получения напряжения 2 В используется регулируемый стабилизатор LM317L

(DA1), выходное напряжение которого, как известно, определяется формулой: $U_{вых} = 1,25 В \times (1 + R1/R2) = 1,25 В \times (1 + 130 Ом / 220 Ом) = 1,988 В \approx 2 В$. Этим напряжением питается как сам триггер Шмидта (DD1), так и ОУ TS1851ILT (DA2), предназначенный для получения искусственной «земли» (перевернутая ёлочка). Схема на ОУ DA2 работает аналогично схеме описанного выше формирователя искусственной «земли» на LM675T (рис. 4), поэтому, на взгляд автора, в пояснении не нуждается. А сама искусственная «земля» в схеме требуется, поскольку сигнал с генератора (например, описанного автором в [7]) изменяется относительно «земли» как в положительную, так и в отрицательную область напряжений, а триггер Шмидта работает с однополярным питанием (в данном случае от +2 В). Поэтому для того, чтобы выходной сигнал с преобразователя также изменялся относительно этой искусственной «земли» как в положительную, так и в отрицательную область напряжений, входной сигнал с генератора подаётся на разъём XUвх (сигнал Uвх и «земля» – перевернутая ёлочка), а два выходных сигнала снимаются с разъёмов XUвых (сигнал Uвых и «земля» – перевернутая ёлочка) и XUвыхR (сигнал UвыхR и «земля» – перевернутая ёлочка). Поскольку сигнал XUвых имеет фиксированную амплитуду (1 В), так как питание DD1 составляет 2 В), а иногда может потребоваться сигнал с меньшей амплитудой (например, для проверки переходной характеристики предварительного усилителя), применён подстроечный резистор R8, с которого можно получить сигнал (UвыхR) с амплитудой от 0 до 1 В, определяемой положением движка R8. Кон-

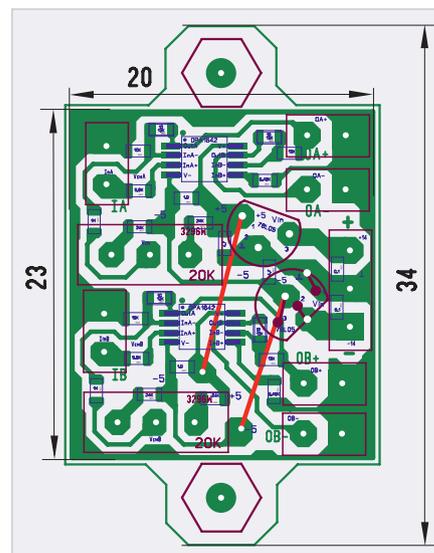


Рис. 8. Разводка платы предварительного усилителя на двух ОРА1642

денсаторы C1...C5 – блокировочные и положены по штату работы соответствующих микросхем. Как описывалось выше, конденсатор C6 входит в состав RC-цепочки R7-C6, которая препятствует самовозбуждению ОУ DA2.

Перечисленные изменения и дополнения в схемах усилителя мощности на базе ОУ LM3886 и формирователя искусственной «земли» на базе LM675 несомненно играют большую роль в качестве воспроизведения музыкального сигнала всем усилителем. Однако ключевым моментом, изюминкой всей конструкции является предварительный усилитель на базе высокоскоростного, широкополосного и имеющего высокие показатели динамических характеристик ОУ ОРА1642/ОРА1644, применение которого взамен ИУ более реалистично воспроизводит перкуссионные компоненты, в том числе фонограмм, что, в свою очередь, исключает «песок», а также существенно повышает чистоту и прозрачность звука.

Разводка и внешний вид плат

Разводка всех плат сделана автором с помощью программы SprintLayout 6.0. Файл разводки приведён в дополнительных материалах к статье на сайте журнала. Разводка всех плат односторонняя. На плате усилителя мощности (рис. 6) установлены две переключки. Первая соединяет 6-й вывод LM3886 с минусовым выводом конденсатора (C4, рис. 1) в схеме Mute. Эта переключка сделана проводом МГТФ сечением 0,05 мм². Вторая

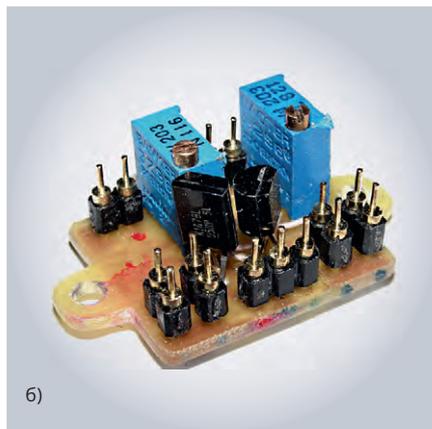
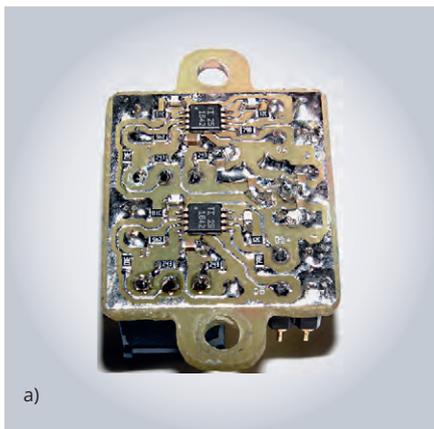


Рис. 9. Фотография платы предварительного усилителя на двух ОРА1642:
а) вид со стороны дорожек, б) вид с обратной стороны

соединяет 1-й и 5-й вывод LM3886. Она сделана проводом МГТФ сечением 0,5 мм². Обе перемычки показаны на рис. 6 красным цветом. Их также можно заметить на рис. 7а. Сама плата не имеет крепёжных отверстий, поскольку держится на всех 11 выводах микросхемы LM3886, которая закреплена винтом М3 на радиаторе через изолирующую теплопроводящую керамическую прокладку (для корпуса ТО-264) с использованием теплопроводящей пасты КПТ-8 (см. далее).

На платах предварительного усилителя (рис. 8, рис. 10) также установлены перемычки, которые следует сделать проводом сечением 0,05 мм². Они показаны красным цветом. Эти перемычки можно заметить на рис. 9б и 11б. Конденсаторы, стоящие в обратной связи (ОС) всех четырёх ОУ (С1, С2, С4 и С5, рис. 3), непосредственно припаяны к резисторам ОС (R2, R7, R12 и R17, рис. 3) соответственно поверх них. Эти конденсаторы можно заметить на рис. 9а и рис. 11а (они белого цвета).

Платы прикручиваются к днищу корпуса аудиоусилителя винтами М3 и шестигранными латунными (или пластиковыми) стойками с внутренней резьбой М3 через крепёжные отверстия, расположенные по бокам плат (см. далее).

Разводка плат формирователей искусственной земли показана на рис. 12. В усилителе используется плата на базе ОУ LM675 (рис. 12а). ОУ TDA2050, включённый также по схеме рис. 4, имеет иную формовку выводов, поэтому и отличную от LM675 разводку (рис. 12б). Резистор R5 (рис. 4) номиналом 1 Ом составлен из двух резисторов номиналом 2 Ом, включённых параллельно, которые расположены один над другим (вначале припаивается один

резистор, а затем поверх него – второй). Эти резисторы можно заметить на рис. 13а и рис. 14а (на них нанесена надпись «2R0»). Платы также не имеют крепёжных отверстий, поскольку держатся на достаточно прочных выводах микросхем, а сами микросхемы прикручены к небольшому радиатору винтами М3 через керамическую изолирующую теплопроводящую прокладку с использованием пасты КПТ-8. Сам радиатор прикручен к днищу корпуса винтами М2,5 (см. далее). Общий вид обеих плат показан на рис. 13 и рис. 14.

Плата преобразователя синусоидального сигнала в прямоугольный меандр (разводка рис. 15, общий вид рис. 16) довольно миниатюрна и имеет размер 12×27 мм. Эта плата в самом усилителе не используется. Она расширяет возможности генератора [7] по воспроизведению прямоугольных сигналов с короткими фронтами и срезами. Эту плату можно расположить в отдельном корпусе, для чего по её бокам предусмотрены крепёжные отверстия диаметром 2 мм.

Настройка, тестирование устройств усилителя и результаты их работы

Ниже будет описано испытание и настройка четырёх устройств:

1. Формирователь искусственной «земли» (рис. 4, рис. 12, рис. 13, рис. 14) – только тестирование.
2. Преобразователь синусоидального сигнала в прямоугольный меандр (рис. 5, рис. 16) – только тестирование.
3. Предварительный усилитель (рис. 3, рис. 9, рис. 11) – настройка и тестирование.
4. Каждый канал усилителя мощности (рис. 1, рис. 7) – настройка и тестирование.

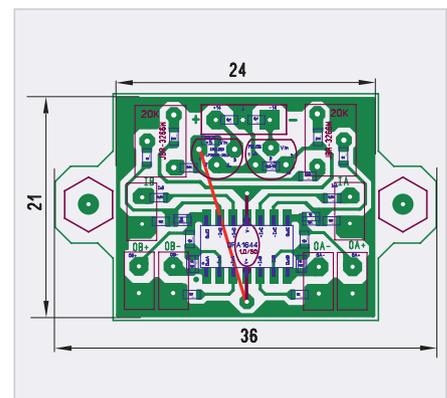


Рис. 10. Разводка платы предварительного усилителя на ОРА1644

Вышеуказанный порядок (1–4) определяется тем, что формирователь искусственной «земли» и преобразователь синусоидального сигнала в прямоугольный меандр используются для настройки и тестирования предварительного усилителя и усилителя мощности.

Тестирование формирователя искусственной «земли»

Как было замечено выше, потребление тока всех компонентов усилителя (по искусственной «земле») не превышает 0,5 А. Автором была сделана проверка работы схемы (рис. 4) путём подключения выхода ОУ (4-й вывод DA1, рис. 4) к напряжениям питания через нагрузочный резистор 14 Ом (два резистора номиналом 10 Ом и 3,9 Ом мощностью 7 Вт каждый, включённые последовательно), который обеспечивает ток, равный 14 В / 14 Ом = 1 А (т.е. с двойным запасом по току). При этом цифровым тестером производились измерения напряжений между «землёй» и положительным и отрицательным потенциалами ИП как без подключения резистора, так и с его подключением.

Вначале тестировался преобразователь на базе LM675 (рис. 4, рис. 12а, рис. 13).

Вот результат. Без подключения нагрузочного резистора положительное напряжение составило +14,08 В. При подключении нагрузочного резистора к положительному напряжению питания оно стало +14,07 В, а при подключении к отрицательному – +14,08 В (т.е. не изменилось). Отрицательное напряжение без подключения нагрузочного резистора составило –14,0 В. При подключении

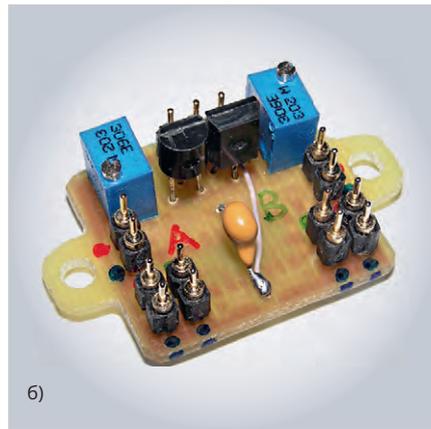
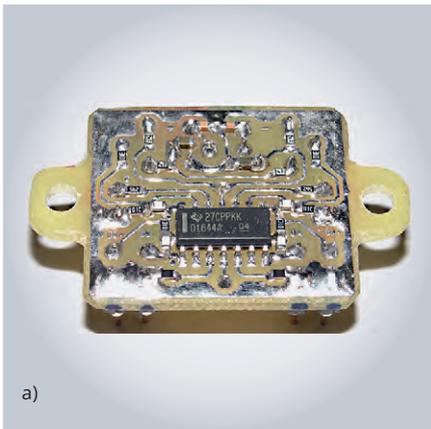


Рис. 11. Фотография платы предварительного усилителя на OPA1644: а) вид со стороны дорожек, б) вид с обратной стороны

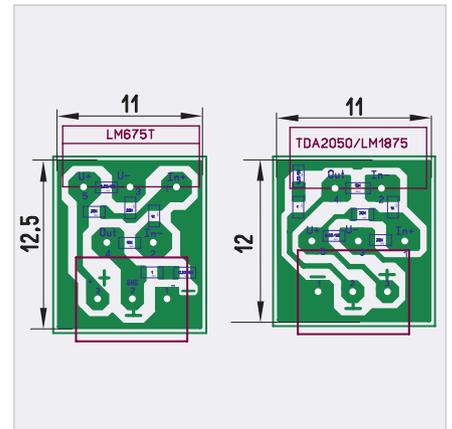


Рис. 12. Разводка плат формирователя искусственной «земли»:

а) на базе LM675,
б) на базе TDA2050/LM1875

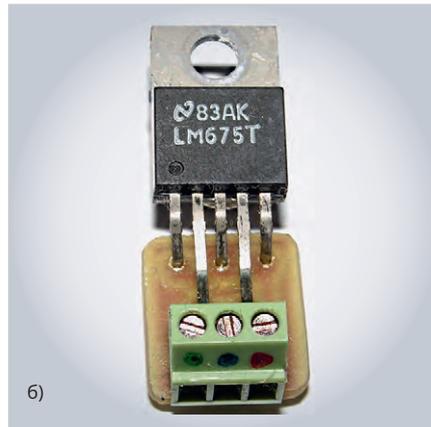
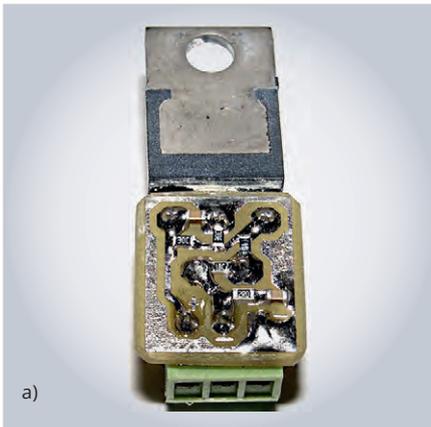


Рис. 13. Фотография платы формирователя искусственной «земли» на базе LM675: а) вид со стороны дорожек, б) вид с обратной стороны

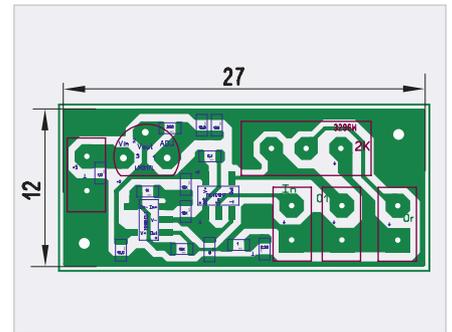


Рис. 15. Разводка платы преобразователя синусоидального сигнала в прямоугольный меандр

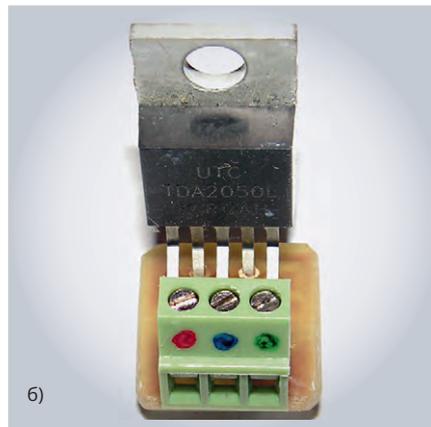
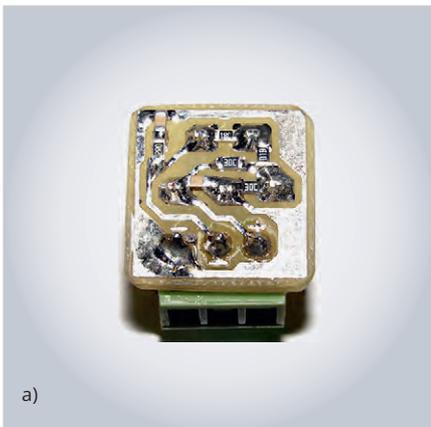


Рис. 14. Фотография платы формирователя искусственной «земли» на базе TDA2050/LM1875: а) вид со стороны дорожек, б) вид с обратной стороны

нагрузочного резистора к положительному напряжению отрицательное напряжение составило $-13,96$ В, а к отрицательному также составило $-13,96$ В.

Далее тестировался преобразователь на базе TDA2050 (рис. 4, рис. 12б, рис. 14). Без подключения нагрузочного резистора положительное напряжение составило $+14,07$ В. При подключении нагрузочного резистора к

положительному и отрицательному напряжениям оно составило $+14,04$ и $+14,06$ В соответственно. Отрицательное напряжение составило -14 В. При подключении нагрузочного резистора к положительному и отрицательному напряжениям оно составило $-13,96$ В и $-13,98$ В соответственно.

Таким образом, симметрия «земли» без нагрузки и с нагрузкой, как для преобразователя на базе LM675, так и

для преобразователя на базе TDA2050, практически сохранилась. Автор подключал осциллограф к «земле» и питанием $+14$ В и -14 В как без нагрузки, так и с нагрузкой. Никакой паразитной генерации не было и в помине. Кроме того, поскольку типовое потребление тока LM675 (см. Datasheet) всего 18 мА (против 70 мА у LM1875 и около 50 мА у TDA2050), т.е. в 3–4 раза меньше, нагрев этого ОУ намного меньше (даже при токе 1 А), и поэтому для него требуется радиатор меньшего размера.

Тестирование платы преобразователя синусоидального сигнала в прямоугольный меандр

Для этого на вход преобразователя (XUvх, рис. 5) подавался синусоидальный сигнал с генератора [7] частотой 50 кГц, чтобы можно было рассмотреть фронт и срез выходного сигнала с преобразователя (XUвыхR, рис. 5) с помощью двухканального цифрового осциллографа с открыты-

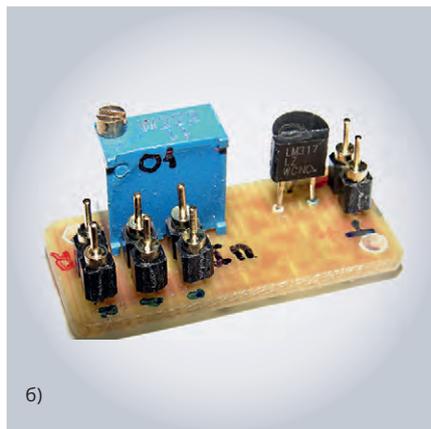
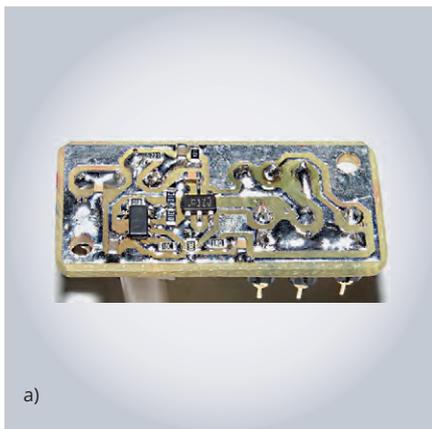


Рис. 16. Фотография платы преобразователя синусоидального сигнала в прямоугольный меандр: а) вид со стороны дорожек, б) вид с обратной стороны

ми входами (режим «DC») и развёртке 2 мкс/деление («Time 2.000us», «Freq(2) = 50.00 kHz», рис. 17а). При развёртке 200 нс / деление можно более подробно рассмотреть фронт («Rise») и срез («Fall») выходного сигнала с преобразователя, которые составили 76 нс («Rise(2) = 76.00ns» – рис. 17б) и 84 нс («Fall(2) = 84.00ns») соответственно. Такие значения фронта и среза автора вполне устроили. На этом тестирование было закончено.

Тестирование и настройка платы предварительного усилителя

Настройка и тестирование проводилось для двух плат: на базе ОУ ОРА1644 (рис. 11) и на базе двух ОУ ОРА1642 (рис. 9).

Вначале необходимо настроить «нули» выходных сигналов. Для этого установить переключки между входами и «землёй» каждого канала (замкнуть контакты 1 и 2 на разъёмах X1 и X4 схемы рис. 3). Подключить цифровой тестер в режиме измерения постоянного напряжения (DC) между контактами «2» разъёмов X2 и X3 (VoutA+ и VoutA-, X2, X3, рис. 3) для канала А и между контактами «2» разъёмов X5 и X6 (VoutB+ и VoutB-, X5, X6, рис. 3) для канала В. Вращением подстроечных резисторов R5 (для канала А) и R19 (для канала В) добиться нулевых показаний напряжения тестера. Эта настройка только предварительная, так как в дальнейшем она будет изменена (уточнена) при тестировании усилителя мощности (см. далее).

Далее производилось тестирование взаимной инверсии выходных сигналов предварительного усилителя и проверки коэффициента уси-

ления на трёх частотах: 20 Гц, 1 кГц и 20 кГц. Для этого на входы предварительного усилителя (X1, X4, рис. 3 для каналов А и В соответственно) с генератора [7] подавался синусоидальный сигнал амплитудой 0,5 В (размах 1 В) и соответствующей частоты, а с выходов предварительного усилителя (X2, X3 и X5, X6, рис. 3, для каналов А и В соответственно) снимались выходные сигналы, которые подавались на входы двухканального цифрового осциллографа с открытыми входами (режим «DC»). Тестирование (рис. 18) показало, что сигналы взаимно инверсны, а коэффициент усиления соответствует значению 2,3 – размах 2,3 В («Vpp(1) = 2.30V», «Vpp(2) = 2.30V») на всех трёх частотах: 20 Гц («Freq(1) = 20.04 Hz»), 1 кГц («Freq(1) = 1.000kHz») и 20 кГц («Freq(1) = 20.00kHz»).

Далее производилась проверка синусоидальности выходных сигналов каждого из усилителей (инвертирующего и неинвертирующего) на трёх частотах 16 Гц, 1 кГц и 20 кГц. Для этого на вход предварительного усилителя с генератора подавался сигнал с такой амплитудой, чтобы выходной сигнал имел амплитуду $U_{\text{Амп}} = 1$ В (размах 2 В). При этом, как известно, если сигнал синусоидальный, то его действующее значение $U_{\text{д}} (U_{\text{RMS}})$ должно равняться: $U_{\text{д}} = U_{\text{Амп}} / \sqrt{2} \approx U_{\text{Амп}} \times 0,7071 = 1 \text{ В} \times 0,7071 = 0,7071 \text{ В}$ или около 707 мВ. Анализируя рис. 19, можно заключить, что при размахе выходного сигнала в 2 В («Vpp(2) = 2.00V»), т.е. с амплитудой в 1 В, действующее значение $U_{\text{д}} = 707 \text{ мВ}$ («Vrms(2) = 707mV») на всех трёх частотах: 16 Гц («Freq(2) = 16.03Hz»), 1 кГц («Freq(2) = 1.000kHz») и 20 кГц («Freq(2) = 20.00kHz»). Это означает, что сигнал

с выхода неинвертирующего усилителя синусоидален.

Аналогично была проведена проверка синусоидальности выходного сигнала инвертирующего усилителя (рис. 20). Анализируя осциллограммы рис. 20, можно заключить, что при трёх частотах (16 Гц, 1 кГц и 20 кГц) действующее значение выходного сигнала составило те же 707 мВ при амплитуде 1 В, что позволяет констатировать, что сигнал с выхода инвертирующего усилителя также синусоидален.

После этого была проведена проверка переходных характеристик инвертирующего и неинвертирующего ОУ предварительного усилителя. Для этого на вход предварительного усилителя был подан прямоугольный меандр с преобразователя синусоидального сигнала в прямоугольный меандр, а на преобразователь – сигнал с генератора частотой 50 кГц, чтобы можно было более подробно рассмотреть длительность фронта и среза выходных сигналов предварительного усилителя. Анализируя рис. 21а, рис. 21б и рис. 21в, можно заключить, что переходная характеристика предварительного усилителя имеет почти прямоугольную форму, в которой отсутствуют выбросы с последующей затухающей осцилляцией. Такие переходные характеристики получены в результате установки конденсаторов C1, C2, C4 и C5 (рис. 3) номиналом 10 пФ (подобранных экспериментально) в ОС инвертирующего и неинвертирующего ОУ предварительного усилителя. Как пример, приведены переходные характеристики при отсутствии этих конденсаторов (рис. 21г, д), которые показывают, что в этом случае имеют место выбросы выходных сигналов с последующей затухающей осцилляцией длительностью, в несколько раз превышающей длительность фронта и среза выходных сигналов ОУ с конденсатором в ОС. При увеличении номинала конденсатора в ОС свыше 10 пФ длительность фронта и среза затягивается, а при уменьшении (например, до 5,6 пФ) появляются выбросы (правда, меньшей амплитуды, чем вообще без конденсатора, как на рис. 21г, д).

Тестирование второго канала предварительного усилителя на базе ОУ ОРА1644, а также обоих каналов предварительного усилителя на базе двух ОУ ОРА1642 показало аналогичные результаты.

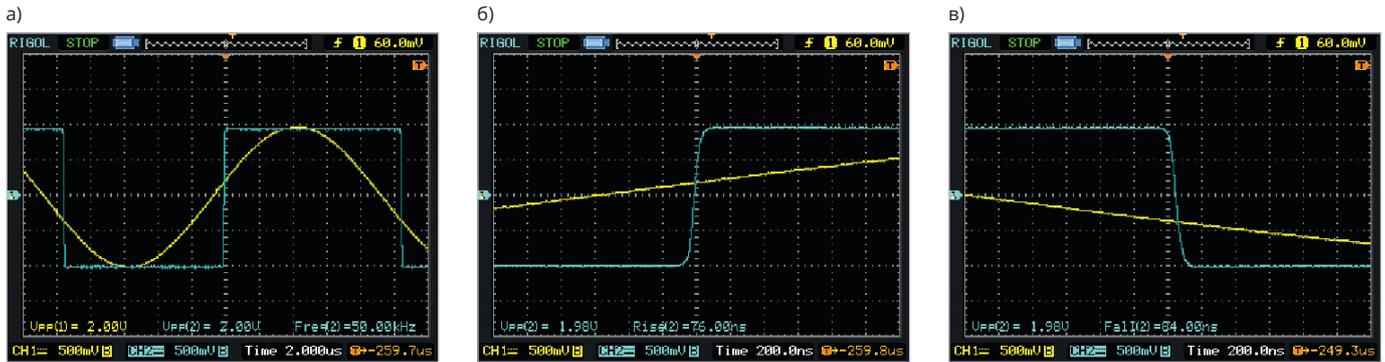


Рис. 17. Входной сигнал с генератора (жёлтый) и выходной сигнал (бирюзовый) с преобразователя: а) развёртка 2 мкс/деление («Time 2.000 us»); б), в) развёртка 200 нс/деление («Time 200.0 ns»)

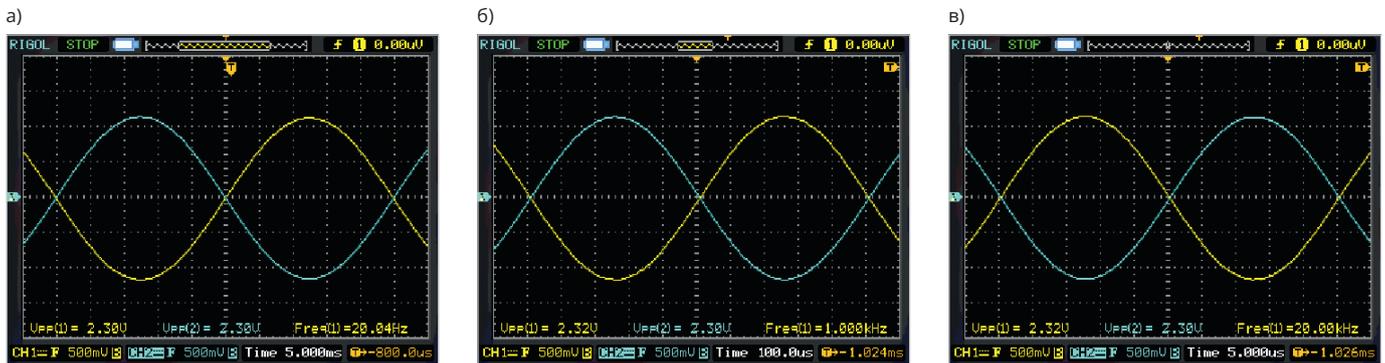


Рис. 18. Проверка взаимной инверсии выходных сигналов одного канала предварительного усилителя и его коэффициента усиления: а) на частоте 20 Гц, б) на частоте 1 кГц, в) на частоте 20 кГц

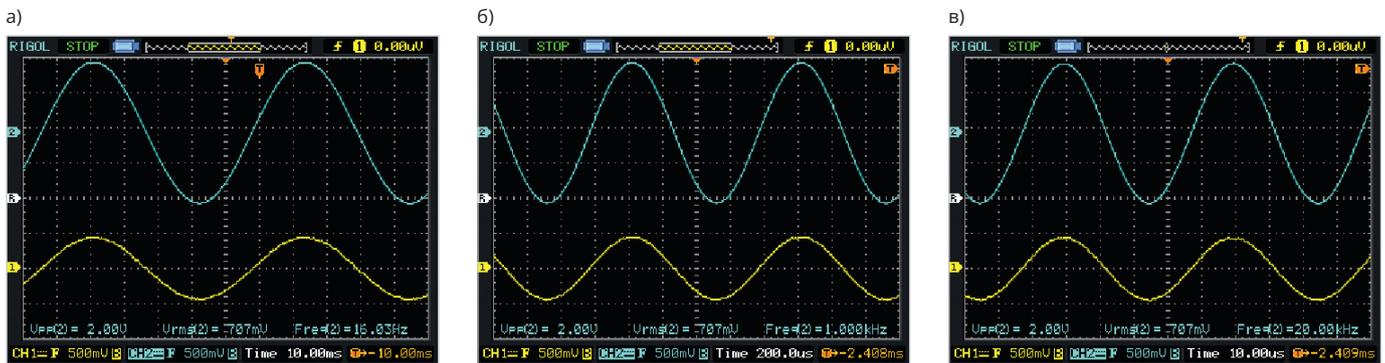


Рис. 19. Проверка синусоидальности выходного сигнала неинвертирующего усилителя одного канала предварительного усилителя (выходной сигнал – бирюзовый, входной с генератора – жёлтый): а) 16 Гц, б) 1 кГц, в) 20 кГц

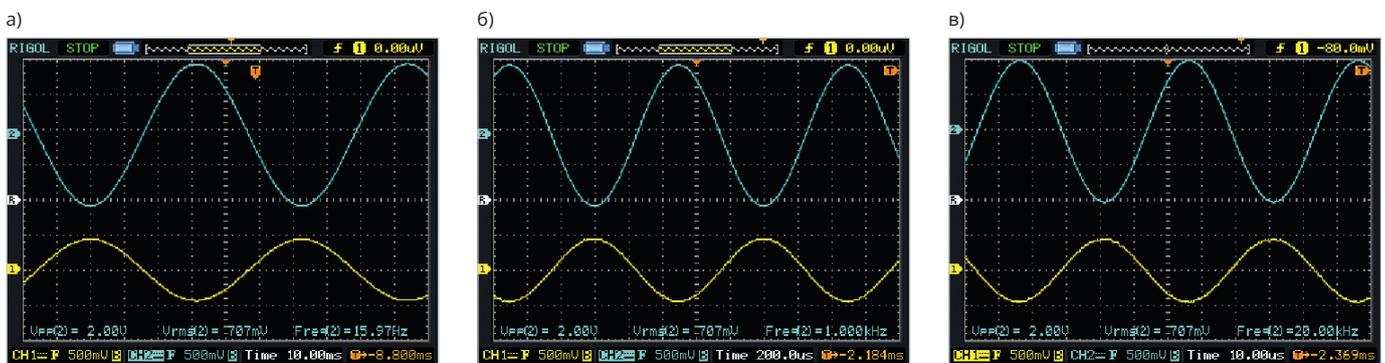


Рис. 20. Проверка синусоидальности инвертирующего усилителя одного канала предварительного усилителя (выходной сигнал – бирюзовый, входной с генератора – жёлтый): а) 16 Гц, б) 1 кГц, в) 20 кГц

Резюмируя всё вышесказанное относительно настройки и тестирования предварительного усилителя, можно констатировать, что:

1) выходные сигналы каждого канала предварительного усилителя взаим-

ноинверсны и имеют одинаковый коэффициент усиления, равный 2,3; 2) во всём звуковом диапазоне частот все выходные сигналы предварительного усилителя строго синусоидальны;

3) переходная характеристика предварительного усилителя имеет практически прямоугольную форму. Выбросы с последующей затухающей осцилляцией на фронтах и срезах полностью отсутствуют, а длитель-

ность фронтов и срезов не превышает 0,2 мкс.

Тестирование и настройка плат усилителя мощности

Вначале необходимо настроить «нули» выходных сигналов мощных ОУ. Для этого установить переключки между входами и «землёй» каждого канала предварительного усилителя (замкнуть контакты 1 и 2 на разъёмах X1 и X4 схемы рис. 3). К выходному разъёму канала А (XOutA, рис. 1) подключить ответный разъём (XOutA, рис. 1), к которому подключить нагрузочный резистор номиналом 3,9 Ом мощностью 50 Вт. Такой же резистор подключить к каналу В. К входным разъёмам XInA- и XInA+ (рис. 1) подключить кабели от канала А предварительного усилителя. На входных разъёмах XInB- и XInB+ предварительного усилителя (рис. 2) установить переключки, т.е. заземлить эти входные сигналы. Подключить цифровой тестер в режиме измерения постоянного напряжения (DC) между выводами нагрузочного резистора. Далее включить питание усилителя и, вращая подстроечный резистор канала А предварительного усилителя (R5, рис. 3), добиться показания тестера, равного около 1 мВ. Меньше устанавливать не рекомендуется во избежание перекрытия выходных сигналов между двумя мощными ОУ. Многооборотный подстроечный резистор R5 позволяет настроить измеряемое напряжение с точностью до 0,1 мВ. Канал В настраивается аналогично.

Для проверки синусоидальности выходных сигналов усилителя мощности к нагрузочному резистору канала А был подключён один канал двухканального цифрового осциллографа с открытыми входами (режим DC), а ко входу А предварительного усилителя (X1, рис. 3) был подключён кабель от генератора синусоидальных сигналов [7]. Тестирование проводилось при двух режимах: установке амплитуды выходного напряжения усилителя мощности, равной 10 В (размах 20 В) (рис. 22) и 18 В (размах 36 В) (рис. 23) при трёх частотах: 20 Гц, 1 кГц и 20 кГц. Если сигнал синусоидален, то при амплитуде $U_{\text{Амп}} = 10$ В и размахе 20 В («Vpp(1) = 20.0V», рис. 22) действующее значение $U_{\text{Д}} (U_{\text{RMS}}) = U_{\text{Амп}} \frac{1}{\sqrt{2}} \approx U_{\text{Амп}} \times 0,7071 = 10 \text{ В} \times 0,7071 = 7,071 \text{ В}$ («Vrms(1) = 7.07V», рис. 22). При амплитуде $U_{\text{Амп}} = 18$ В и размахе 36 В («Vpp(1)

= 36.0V», рис. 23) действующее значение $U_{\text{Д}} (U_{\text{RMS}}) = U_{\text{Амп}} \frac{1}{\sqrt{2}} \approx U_{\text{Амп}} \times 0,7071 = 18 \text{ В} \times 0,7071 = 12,72 \text{ В}$ («Vrms(1) = 12.7V», рис. 23). Таким образом, синусоидальность выходных сигналов усилителя мощности была подтверждена снятыми осциллограммами.

Выходная мощность усилителя Р, как известно, может быть рассчитана по формуле: $P = U^2/R$, где U – выходное напряжение, R – сопротивление нагрузки. Если $U_{\text{Амп}} = 10$ В, а $R = 4$ Ом, то максимальная мгновенная мощность составит $P_{\text{МГН}} = (10 \text{ В})^2 / 4 \text{ Ом} = 25 \text{ Вт}$, а действующее значение мощности составит $P_{\text{RMS}} = (U_{\text{RMS}})^2 / 4 \text{ Ом} = (U_{\text{Амп}} \frac{1}{\sqrt{2}})^2 / 4 \text{ Ом} = [(10 \text{ В})^2 / 2] / 4 \text{ Ом} = 50 \text{ В} / 4 \text{ Ом} = 12,5 \text{ Вт}$. Аналогично, как нетрудно подсчитать, при $U_{\text{Амп}} = 18$ В, $P_{\text{МГН}} = 81 \text{ Вт}$, а $P_{\text{RMS}} = 40,5 \text{ Вт}$. Для справки: предельная синусоидальная мощность, например, акустической системы (АС) «35АС-016» по паспорту составляет $P_{\text{RMS}} = 35 \text{ Вт}$, так что усилитель её перекрывает по мощности. Кроме того, при воспроизведении фонограммы (звукового файла) выходная мощность приблизительно в 1,5–2 раза меньше синусоидальной; но даже при установке регулятора громкости на 2/3 от максимальной, если подобная АС находится в комнате, то уже начинают дрожать стекла на окнах, и от такой громкости можно просто оглохнуть...

Далее была проведена проверка переходной характеристики усилителя мощности. Для этого к предварительному усилителю был подключён преобразователь синусоидального сигнала в прямоугольный меандр, а к нему – генератор синусоидальных сигналов, т.е. подключение было организовано так же, как и для проверки переходной характеристики предварительного усилителя (оно описано выше). Оба выхода предварительного усилителя (OutA- и OutA+), а также нагрузочный резистор номиналом 3,9 Ом были подключены к усилителю мощности. На генераторе была установлена частота 30 кГц, а к нагрузочному резистору был подключён один канал двухканального цифрового осциллографа с открытыми входами (режим DC). Результаты тестирования (рис. 24) показали, что переходная характеристика усилителя мощности имеет почти прямоугольную форму (рис. 24а) и на фронтах и срезах не содержит никаких выбросов с последующей затухающей осцилляцией (как на рис. 24б, где в ОС стоят рекомендуемые производи-

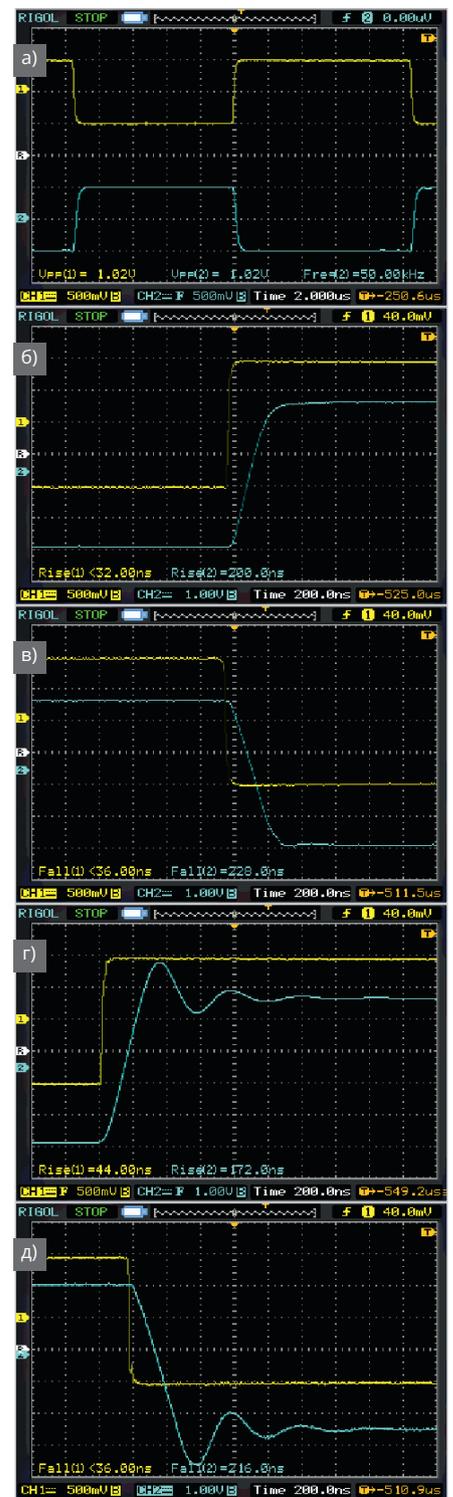


Рис. 21. Переходные характеристики предварительного усилителя: а) выходные сигналы инвертирующего (жёлтый) и неинвертирующего (бирюзовый) ОУ, б) фронты входного (жёлтый) и выходного (бирюзовый) сигналов неинвертирующего ОУ, в) срезы входного (жёлтый) и выходного (бирюзовый) сигналов неинвертирующего ОУ, г) фронты входного (жёлтый) и выходного (бирюзовый) сигналов инвертирующего ОУ без конденсатора в ОС, д) срезы входного и выходного сигналов инвертирующего ОУ без конденсатора в ОС

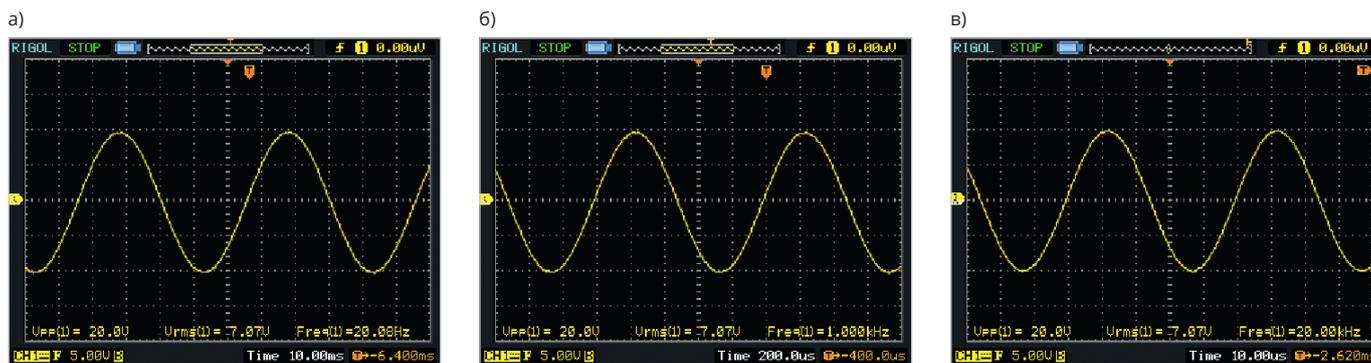


Рис. 22. Осциллограммы выходных сигналов канала А усилителя мощности при амплитуде 10 В (размах 20 В) при частотах: а) 20 Гц, б) 1 кГц, в) 20 кГц

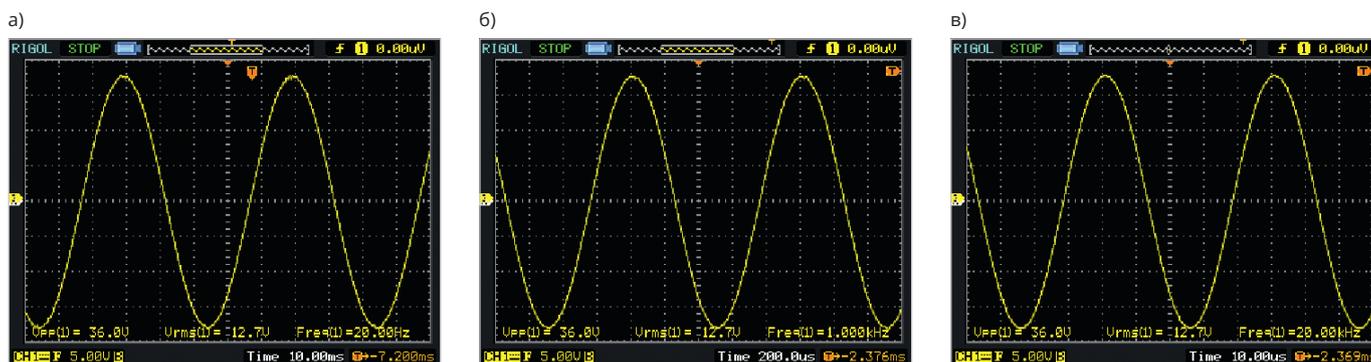


Рис. 23. Осциллограммы выходных сигналов канала А усилителя мощности при амплитуде 18 В (размах 36 В) при частотах: а) 20 Гц, б) 1 кГц, в) 20 кГц

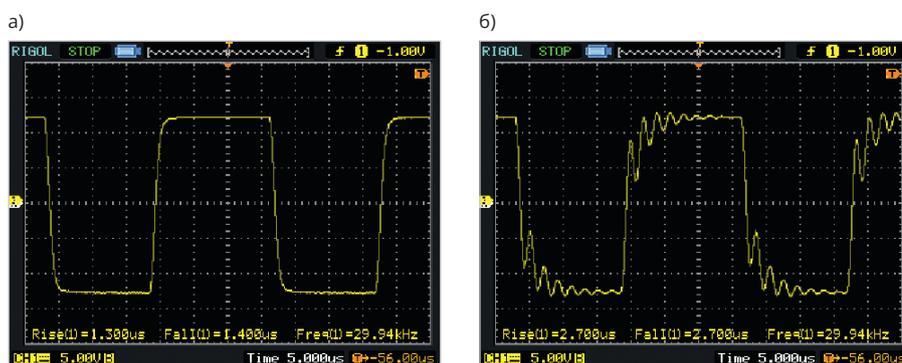


Рис. 24. Переходная характеристика усилителя мощности: а) с конденсатором 27 пФ в ОС, б) с резистором 20 К и конденсатором 47 пФ в ОС

телем LM3886 последовательно соединённые 20 К и 47 пФ), а длительность фронтов и срезов составляет не более 1,4 мкс («Rise(1) = 1.300us», «Fall(1) = 1.400us», рис. 24а).

Тестирование канала В усилителя мощности показало аналогичные результаты.

Резюмируя результаты тестирования усилителя мощности при его работе совместно с предварительным усилителем, генератором синусоидальных сигналов и преобразователем синусоидальных сигналов в прямоугольный меандр, можно констатировать, что во всём звуковом диапазоне частот выходные сигналы усилителя строго синусоидальны вплоть до мощности, подсчитанной по действующему значению выходного

напряжения: $P_{RMS} = 40,5$ Вт. Кроме того, переходная характеристика усилителя почти прямоугольна, а на фронтах и срезах отсутствуют выбросы с последующей затухающей осцилляцией.

Конструкция усилителя

Усилитель (рис. 25, рис. 26, рис. 27) собран в корпусе шириной 29 см, длиной 26 см и высотой 6,5 см, оборудованном передними и задними ножками (корпус для РЭА 15-34 компании Sanhe). Поскольку ширина радиатора больше высоты корпуса (рис. 26), на нём дополнительно установлены две длинные задние ножки, которые представляют собой винты М5, укрепленные к днищу корпуса шайбами и гайками М5, а к нижней части винтов гайками М5 и шайбами прикруче-

ны резиновые ножки. Эти винты хорошо заметны на рис. 25 (сверху слева и справа). Длина этих дополнительных ножек соответствует длине передних ножек, в связи с чем положение корпуса горизонтальное. Как видно из рис. 25, в корпусе много свободного места. Ширина корпуса выбрана, исходя из размеров радиатора, а длина может быть существенно уменьшена. Но, к сожалению, корпуса с такой шириной (29 см) и меньшей длиной автору найти не удалось. Все четыре усилителя мощности (с помощью корпусов LM3886Т) прикручены к радиатору через вырез в задней стенке корпуса. Между корпусом LM3886Т и радиатором установлена теплопроводящая керамическая прокладка под корпус ТО-264. Для теплового контакта этой прокладки с корпусом LM3886Т и радиатором использована теплопроводная паста (например, КПТ-8).

Что касается пик-детектора и тонкомпенсированного регулятора громкости, использованных в [2], и двухканального индикатора уровня звука на базе цветного 1,3" TFT дисплея [5], то они оставлены без изменения.

Прослушивание усилителя

К усилителю были подключены две АС «35АС-016». Прослушивание осуществлялось как автором, так и

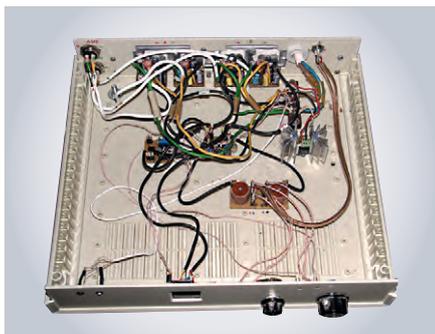


Рис. 25. Усилитель в корпусе с открытой крышкой

достаточно компетентным экспертом, который настраивает звуковое сопровождение от небольших помещений и вплоть до стадионов. Для оценки использовались порядка 10–12 фонограмм, которые были взяты с телефона. Автор и эксперт оценили звучание перкуссионных инструментов как отличное, кроме того, эксперту также понравилось звучание низких частот (бас-гитара, бочка) и средних (вокал), на которое автор вначале не обратил внимание.

Заключение

Применение недорогого высокоскоростного ОУ ОРА1642/ОРА1644 в предварительном усилителе, входящем в состав аудиоусилителя на базе мощных ОУ LM3886, включённых в мостовом режиме работы, позволило



Рис. 26. Вид на корпус сзади

существенно повысить качество воспроизведения перкуссионных инструментов.

Литература

1. Кузьминов А. Применение инструментального усилителя для мостового включения двух мощных ОУ // Современная электроника. 2017. № 4–7.
2. Кузьминов А. Усовершенствованный УМЗЧ на базе ИУ и мощных ОУ // Современная электроника. 2019. № 5.
3. Кузьминов А. Недорогой двухканальный преобразователь несимметричного (однотактного) сигнала в симметричный (дифференциальный) на базе ИУ INA2128 и двух ОУ ОР2177 и ADA4522-2 // Современная электроника. 2025. № 1.



Рис. 27. Усилитель в корпусе в сборе

4. Кузьминов А. Применение IGBT-транзисторов в линейных стабилизаторах напряжения // Современная электроника. 2024. № 9.
5. Кузьминов А. Усовершенствованный двухканальный индикатор уровня звука на базе цветного 1,3" TFT-дисплея и микроконтроллера EFM8LB10F16 // Современная электроника. 2024. № 6.
6. Кузьминов А. Применение мощного аудио ОУ LM1875Т в новых (не аудио) приложениях // Современная электроника. 2021. № 7.
7. Кузьминов А. Генератор гармонических колебаний звукового диапазона на базе синтезатора частоты AD9837В, микроконтроллера EFM8SB10 и LCD Nokia-5110 с батарейным питанием // Современная электроника. 2023. № 6.



НОВОСТИ МИРА. ЧИТАЙТЕ НА ПОРТАЛЕ WWW.CTA.RU

ОДК впервые показала на Ближнем Востоке двигатель пятого поколения 177С

Объединённая двигателестроительная корпорация Ростеха впервые представила на Dubai Airshow 2025 новейший авиационный двигатель пятого поколения 177С и его продвинутую модификацию. По заявлению разработчиков, установка превосходит предшественников и большинство иностранных аналогов по ключевым тактико-техническим параметрам.

Новая силовая установка: мощнее, экономичнее, долговечнее

На выставке демонстрируется полноразмерный макет двигателя 177С. По сравнению с предыдущим поколением силовых установок, новинка обеспечивает:

- тягу до 14,5 тонн;
- ресурс 6000 часов – в три раза выше, чем у аналогов прежнего поколения;
- снижение расхода топлива на 7% на всех режимах;

- повышенную энергоотдачу для бортовой электроники современных самолётов.

Конструкция обеспечивает увеличение тяги без роста массы и габаритов относительно базового АЛ-31Ф/ФП, что позволяет устанавливать новый двигатель без доработок планера на самолёты семейства «Су» и другие совместимые платформы.

Конструкторы отмечают, что при снижении требований к ресурсу двигатель может обеспечивать ещё более высокую тягу.

Модификация для перспективных самолётов

Параллельно ОДК ведёт испытания усовершенствованной версии 177С, ориентированной на будущие авиационные комплексы пятого поколения.

Она отличается:

- ещё большей тягой,
- ещё меньшим расходом топлива,
- возможностью обеспечить крейсерский сверхзвуковой полёт на всех высотах с большим запасом по характеристикам.



В расширенной модификации применяется электронная система автоматического регулирования FADEC полного уровня ответственности, обеспечивающая управление, контроль и диагностику двигателя в реальном времени.

Российская экспозиция на Dubai Airshow 2025

Международный авиасалон прошёл в Дубае с 17 по 21 ноября. Российская экспозиция площадью свыше 1000 кв. м была организована «Рособоронэкспортом» и включала разработки ОАК, «Вертолётов России», ОДК, КРЭТ, «Высокоточных комплексов» и других предприятий Ростеха.



**Оксидно-электролитические
алюминиевые конденсаторы K50-...**

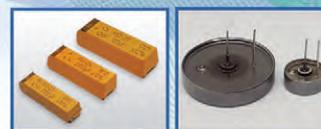
Номинальное напряжение, $U_{ном}$, В,
Номинальная емкость, $C_{ном}$, мкФ,
Диапазон температур среды при эксплуатации, $T_{ср}$, °С

3,2 ... 485
1,0 ... 470 000
-60 ... 125


Объемно-пористые танталовые конденсаторы K52-...

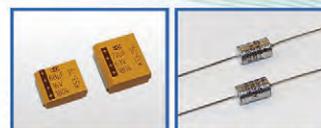
Номинальное напряжение, $U_{ном}$, В,
Номинальная емкость, $C_{ном}$, мкФ,
Диапазон температур среды при эксплуатации, $T_{ср}$, °С

3,2 ... 200
1,5 ... 60 000
-60 ... 175


**Оксидно-полупроводниковые
танталовые конденсаторы K53-...**

Номинальное напряжение, $U_{ном}$, В,
Номинальная емкость, $C_{ном}$, мкФ,
Диапазон температур среды при эксплуатации, $T_{ср}$, °С

2,5 ... 63
0,033 ... 2 200
-60 ... 175


Суперконденсаторы K58-...

Номинальное напряжение, $U_{ном}$, В,
Номинальная емкость, $C_{ном}$, Ф,
Диапазон температур среды и эксплуатации, $T_{ср}$, °С

2,5 ... 2,7
1,0 ... 4 700
-60 ... 65


**Накопители электрической энергии на основе модульной
сборки суперконденсаторов НЭЭ, МИК, МИЧ, ИТИ**

Номинальное напряжение, $U_{ном}$, В,
Номинальная емкость, $C_{ном}$, Ф,
Диапазон температур среды при эксплуатации, $T_{ср}$, °С

5,0 ... 48
0,08 ... 783
-60 ... 65



Россия, 427968, Удмуртская Республика, г. Сарапул, ул. Калинина, 3
Тел.: (34147) 2-99-53, 2-99-89, 2-99-77, факс: (34147) 4-32-48, 4-27-53
e-mail: elecond-market@elcudm.ru, www.elecond.ru



Реклама

ЗНАНИЯ, КОТОРЫЕ НЕ ЗАМЕНИТ НИ ОДИН БРАУЗЕР

Всю информацию можно найти в сети.
А где вы найдете удобство, концентрацию и надёжность бумажного журнала?

Да, вы правы: обзоры, кейсы и новости об электронике и автоматизации можно найти в интернете. Но сколько времени уходит на поиски, отсеивание рекламы и бесполезных статей? Цифровая информация мимолетна — она теряется в ворохе вкладок и новостных лент.

Представьте иной формат. Тот, что работает на вашу эффективность.

Подписка на бумажную версию журнала на 2026 год — это **ваш персональный офлайн-навигатор в мире технологий.**

Вы получаете не просто информацию, а физический инструмент для работы:

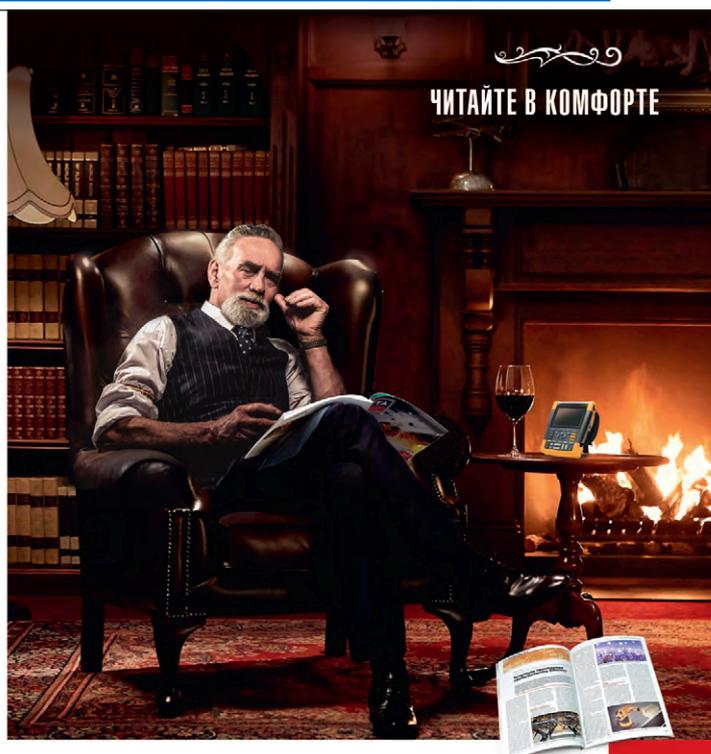
УДОБСТВО ГЛУБИНЫ ПОГРУЖЕНИЯ: Положите журнал на стол и погрузитесь в сложный кейс без уведомлений и соблазна переключиться. Читайте и делайте пометки на полях там, где вам удобно — в офисе, в цеху, в пути.

КОНЦЕНТРАЦИЯ ЛУЧШЕГО: Мы уже сделали за вас всю работу: собрали, отфильтровали и структурировали самые важные материалы. Ваше время — самый ценный ресурс.

ЗНАНИЯ, КОТОРЫЕ НЕ «УПЛЫВАЮТ»: Бумажный журнал не зависит от серверов, багов сайта или скорости интернета. Он всегда под рукой. Ваша профессиональная библиотека актуальных решений пополняется регулярно и не теряет своей ценности с течением времени.

БЫСТРЫЙ ДОСТУП К ОПЫТУ: Через год вам нужно будет вспомнить ключевой момент из статьи? Вы не будете лихорадочно искать ее в истории браузера. Вы просто достанете нужный номер с полки.

Сделайте свою работу с информацией по-настоящему эффективной!



ЧИТАЙТЕ В КОМФОРТЕ

ПОДПИСКА НА БУМАЖНУЮ ВЕРСИЮ — ЭТО ИНВЕСТИЦИЯ в удобство, концентрацию и создание вашего личного, вечного архива профессиональных знаний.



Оформить подписку на бумажную версию журнала на 2026 год

Часы на микроконтроллере для контроля времени в шести часовых поясах

Сергей Шишкин

Представляемые часы на микроконтроллере AT89C4051 предназначены для контроля времени в шести часовых поясах. Кроме того, в устройстве имеется функция измерения температуры.

Представляемые часы (далее устройство) на микроконтроллере AT89C4051 для контроля времени в шести часовых поясах включают в себя семь составных частей: плату клавиатуры и шесть электронных часов № 1...№ 6. Электронные часы № 1...№ 6 идентичны по схеме, конструкции и программному обеспечению. Принципиальная схема электронных часов № 1 (далее часов) представлена на рис. 1.

Принципиальная схема платы клавиатуры представлена на рис. 2.

Интуитивно понятный интерфейс устройства приведён на рис. 3.

Позиционные обозначения элементов интерфейса: SA1, S1...S5, HG1...HG6, HL1, HL2 на рис. 3 приведены условно. Они показаны для понимания работы устройства в целом и совпадают с позиционными обозначениями, приведёнными на рис. 1 и 2. Цифровое табло устройства содержит шесть строк. Каждая строка содержит шесть семисегментных индикаторов и две световые полосы. Элементы строки № 1 (HG1...HG6 и световые полосы HL1, HL2) (маркировка строки – МИНСК) установлены на часах № 1. Элементы строки № 2 (маркировка МОСКВА) установлены на часах № 2 и т.д. Соединитель X1 часов № 1 подключается к соединителю X2 платы клавиатуры (рис. 2). Соединитель X1 часов № 2 подключается к соединителю X3 платы клавиатуры и т.д. Соответственно, соединитель X1 часов № 6 подключается к соединителю X7 платы клавиатуры.

Галетный переключатель SA1 и кнопки S1...S5 установлены на плате клавиатуры (рис. 2). SA1 имеет шесть положений (1...6) и шесть направлений и обеспечивает поочередное подключение всей клавиатуры (кнопок S1...S5) к часам № 1...№ 6. Если он установлен в положение «1», то кнопками S1...S5 можно задать параметры для часов № 1. То есть изменить отображаемые значения на индикаторах строки № 1. Если SA1 установлен в положение «2», то кнопка-

ми S1...S5 можно задать параметры для часов № 2, то есть изменить отображаемые значения на индикаторах строки № 2 и т.д. На рис. 3 переключатель SA1 установлен в положение «4». Это значит, что кнопками S1...S5 можно задать параметры для часов № 4. То есть изменить отображаемые значения на индикаторах строки № 4.

Рассмотрим работу часов № 1. Они выполнены на базе микроконтроллера фирмы Atmel AT89C4051-24PI и цифровых датчиков температуры DS18S20. В часах два канала измерения температуры, собранных на цифровых датчиках DD3 и DD4, позволяющих контролировать температуру в двух различных точках, например, в комнате и на улице. Погрешность измерения температуры определяется датчиками и составляет порядка $\pm 0,5^\circ\text{C}$. Десятые доли градуса контролировать не будем, т.е. просто их отбросим. Алгоритм работы с DS18S20 при измерении температуры следующий:

- посылается импульс сброса и принимается ответ термометра;
- посылается команда Skip ROM [CCH];
- посылается команда Convert T [44H];
- формируется задержка минимум 750 мс;
- посылается импульс сброса и принимается ответ термометра;
- посылается команда Skip ROM [CCH];
- посылается команда Read Scratchpad [CCH];
- читаются данные из промежуточного ОЗУ (8 байт) и CRC (контрольная сумма);
- проверяется CRC и, если данные считаны верно, вычисляется температура.

Более подробная информация о работе, в том числе о временных интервалах сигналов обмена DS18S20, приведена в [1].

Предусмотрены следующие функции по измерению времени: счёт реального времени, индикация текущего времени в 24-часовом формате с индикацией часов, минут и секунд; установка текущего времени и его корректировка; установка времени включения двух будильников, а также возможность их

перепрограммирования. Предусмотрена подача короткого (длительностью 1 с) звукового бип-сигнала в начале каждого часа и включение на 10 с звуковой сигнализации с частотой повторения 1 Гц сразу после подачи напряжения питания на устройство. Если текущее время совпало с установленным временем включения будильника, на 10 с включается звуковая и световая сигнализация с частотой повторения 1 Гц.

Кнопки клавиатуры имеют следующее назначение:

- S1 (P) – выбор режима работы часов («часы1», «часы2», «температура1», «температура2», «будильник1», «будильник2»), каждое нажатие данной кнопки переводит устройство в следующий режим в замкнутом цикле;
 - S2 (Δ) – увеличение на единицу значения каждого разряда при установке времени часов в режиме «часы2», а также при установке времени включения будильника в режиме «будильник1», «будильник2», выключение звукового и светового сигналов при включении будильников;
 - S3 (B) – выбор разряда при установке текущего значения времени в режиме «часы2» и установке времени срабатывания будильника в режимах «будильник1», «будильник2», в выбранном разряде включается точка h;
 - S4 (H1) – кнопка включения/выключения нагрузки, подключённой к соединителю X2 (нагрузка № 1);
 - S5 (H2) – кнопка включения/выключения нагрузки, подключённой к соединителю X3 (нагрузка № 2).
- Разряды индикации интерфейса имеют следующее назначение (справа налево по рис. 1):
- первый разряд (индикатор HG6) отображает цифру 1 в режиме «часы1», 2 в режиме «часы2», 3 в режиме «будильник1», 4 в режиме «будильник2», символ $^\circ\text{C}$ в режимах «температура1», «температура2»;
 - второй разряд (индикатор HG5) отображает единицы секунд в режимах «часы1», единицы минут в режимах «часы2», «будильник1», «будильник2», единицы градусов в режимах «температура1», «температура2»;

- третий разряд (индикатор HG4) отображает десятки секунд в режимах «часы1», десятки минут в режиме «часы2», «будильник1», «будильник2», десятки градусов в режимах «температура1», «температура2»;
- четвёртый разряд (индикатор HG3) отображает сегмент g с периодом включения 1 с в режиме «часы1» и «часы2», в режимах «будильник1», «будильник2» сегмент g гасится, в режимах «температура1» и «температура2» при положительных температурах сегмент g погашен, при отрицательных температурах сегмент g постоянно включён, формируя знак «-»;
- пятый разряд (индикатор HG2) отображает единицы минут в режимах «часы1» и единицы часов в режимах «часы2», «будильник1», «будильник2», в режимах «температура1» и «температура2» разряд отображает сотни градусов, если же температура меньше 100°C, разряд гасится;
- шестой разряд (индикатор HG1) отображает десятки минут в режимах «часы1» и десятки часов в режимах «часы2», «будильник1», «будильник2», цифру 1 в режиме «температура1» и цифру 2 в режиме «температура2».

То есть в режиме «часы1» устройство работает в режиме минуты-секунды, а в режиме «часы2» устройство работает в режиме часы-минуты.

Сразу после подачи питания устройство переходит в режим работы «часы1», разрешается отсчёт текущего времени, во все разряды порта P3 микроконтроллера DD2 записывается лог. 1. Реле DA1, DA2 закрыты, нагрузки отключены.

При установке времени в режиме «часы2» запрещается отсчёт текущего времени. В режиме «будильник1», «будильник2» отсчёт текущего времени не запрещается. После установки времени будильника (закончен перебор разрядов кнопкой S1 (B) в режиме «будильник1») зажигается световая полоса HL1. Горячая световая полоса HL1 сигнализирует о том, что установленное время записано в память микроконтроллера. При совпадении текущего времени с установленным временем будильника на 10 с включается прерывистая звуковая ВА1 и световая полоса HL1 – сигнализация с интервалами включения и выключения 0,5 с. После выключения сигнализации световая полоса HL1 гаснет. Аналогичным образом работает будильник № 2, где задействована световая полоса HL2. Включённая световая полоса HL2 говорит о том,

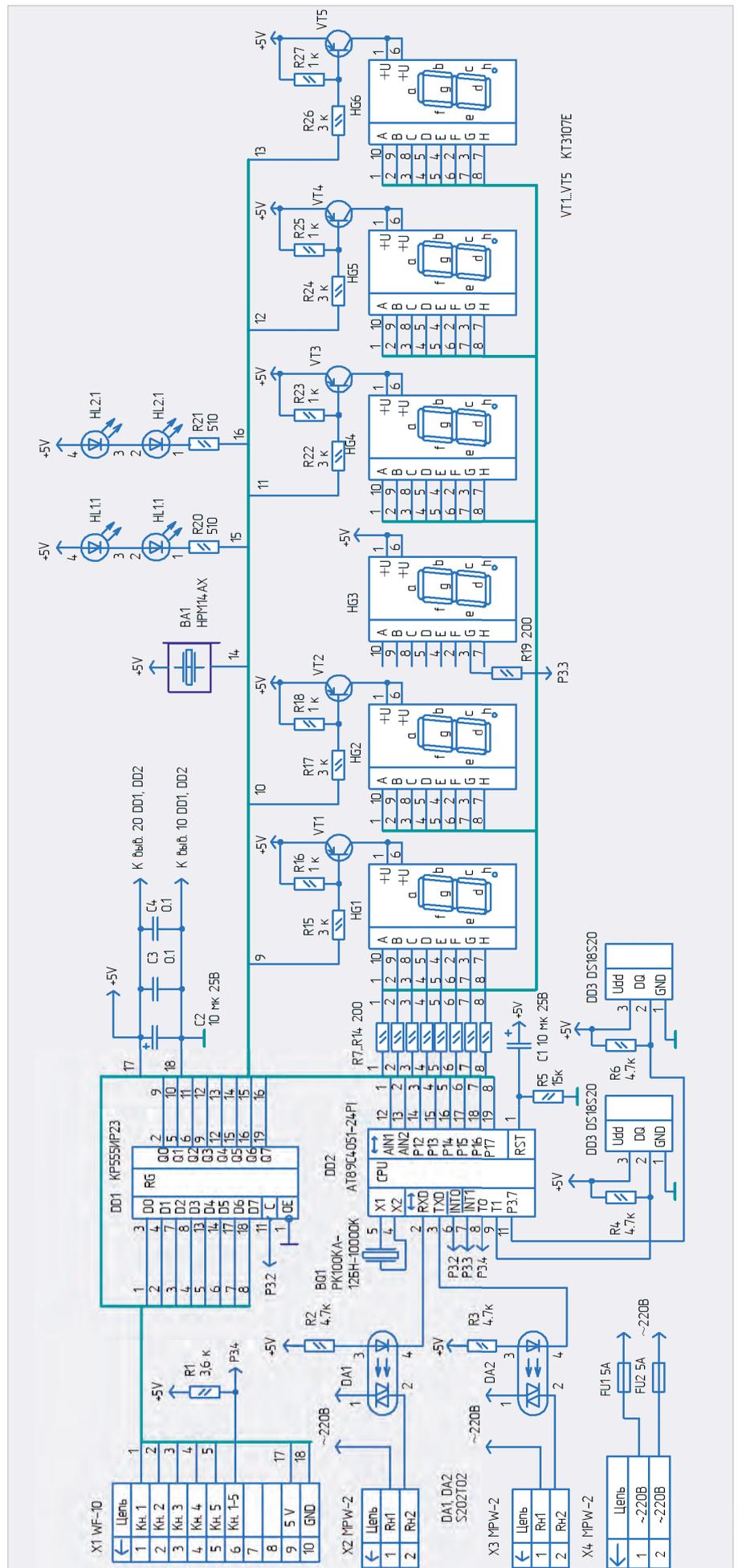


Рис. 1. Принципиальная схема часов

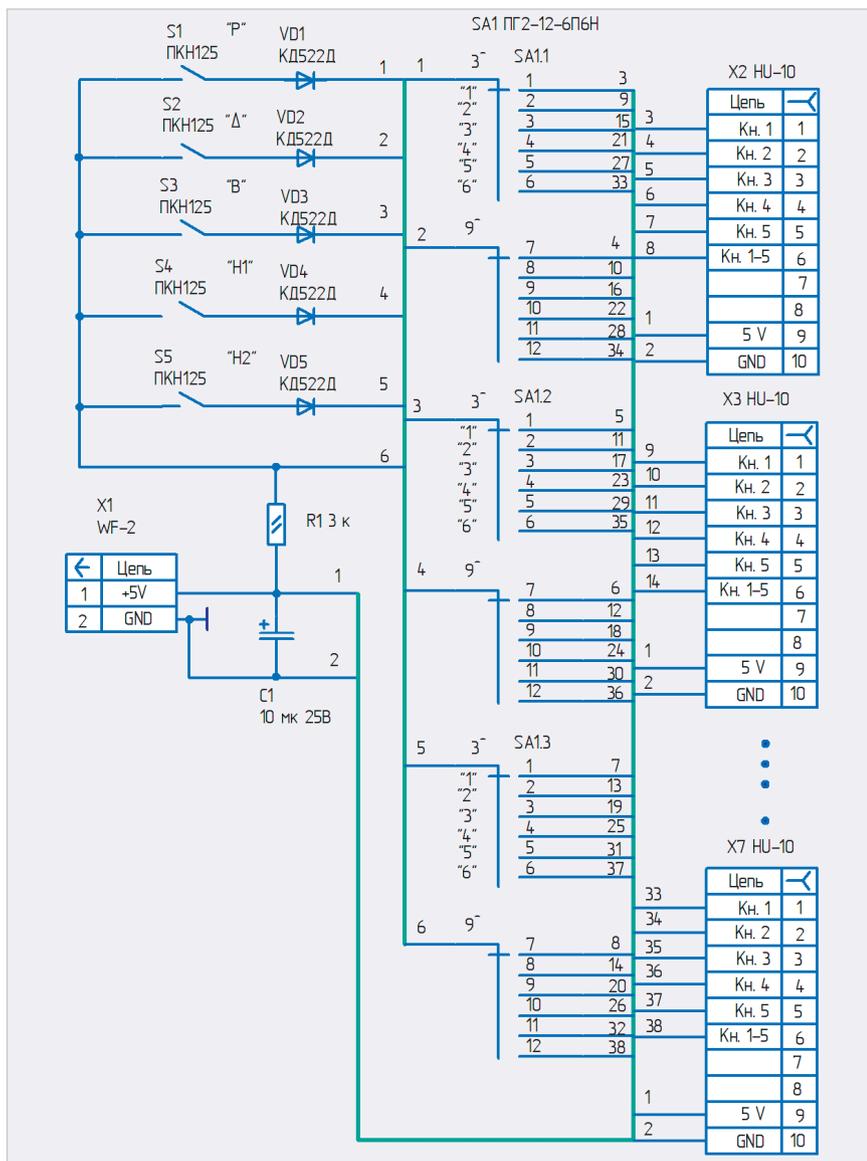


Рис. 2. Принципиальная схема платы клавиатуры

что время включения будильника № 2 записано в память. Время будильников можно перепрограммировать.

Например, в режиме «часы2» при первом нажатии на кнопку S3 для установки нужного значения выбирается разряд «единицы минут» (точка h включена у индикатора HG5). Значение разряда устанавливается кнопкой S2. При следующем нажатии на S3 выбирается разряд «десятки минут» (индикатор HG4) и т.д. После установки значения разряда «десятки часов» (индикатор HG1) и при нажатии на S3 разрешается счёт времени, точка в данном разряде гаснет.

Пусть галетный переключатель SA1 на плате клавиатуры установлен в положение «1». Тогда кнопки S1...S5 подключены к часам № 1. Рассмотрим работу устройства в целом. Основной часовой № 1 служит микроконтроллер DD2, рабочая частота которого задаётся генератором с внешним резонато-

ром ZQ1 на 10 МГц. Пьезоэлектрический излучатель ВА1 включается с вывода 15 регистра DD1. Сигнал с выхода 7 микроконтроллера через резистор R19 периодически (с периодом 1 с) включает сегмент g индикатора HG3 в режимах «часы1», «часы2». Для опроса клавиатуры задействован вывод 8 микроконтроллера DD2. Резисторы R20, R21 – токоограничительные для световых полос HL1 и HL2. Канал управления нагрузкой № 1 собран на твердотельном реле DA1. Нагрузка подключается к соединителю X2. Реле DA1 включается с вывода 2 микроконтроллера. Канал управления нагрузкой № 2 собран на твердотельном реле DA2, которое включается с вывода 3 микроконтроллера. Динамическая индикация собрана на регистре DD1; транзисторах VT1...VT5; цифровых семисегментных индикаторах HG1...HG6. Коды для включения индикаторов HG1...HG6 при функционирова-

нии динамической индикации поступают на порт P1 микроконтроллера DD2. Цифровая часть принципиальной схемы устройства гальванически развязана от сети. Питательное напряжение поступает на плату с соединителя X1. Конденсаторы C2...C4 фильтруют пульсации в цепи питания +5 В.

Программное обеспечение микроконтроллера DD2 полностью обеспечивает реализацию алгоритма работы электронных часов. Основная задача «часовой части» программы – формирование точных временных интервалов длительностью 1 с – решена с помощью прерываний от таймера TF0 и счётчиков на регистрах R4 и R5. Таймер TF0 формирует запрос на прерывание через каждые 80 мкс. Счётчики на данных регистрах подсчитывают количество прерываний, и как только количество прерываний станет равно определённому числу, устанавливается флаг, по которому в основной программе инкрементируется ячейка памяти микроконтроллера, где хранятся единицы секунд. При вышеуказанных параметрах таймера и счётчика реальное время устройства отстаёт за один час на 1 с. Для компенсации этой ошибки корректировка текущего времени происходит каждый час. Счётчик времени на регистре R4 формирует временные интервалы, необходимые для отображения разрядов в динамической индикации устройства. Сразу после подачи питания на вывод 1 микроконтроллера DD1 через RC-цепь (резистор R5, конденсатор C1) формируется сигнал системного аппаратного сброса микроконтроллера DD2. Далее идёт инициализация программы, в которой задаются параметры работы динамической индикации. Далее идёт счёт текущего времени и разрешается работа устройства по приведённому выше алгоритму.

Коротко о программе. Программа состоит из трёх основных частей: процедуры инициализации, основной программы, работающей в замкнутом цикле, и подпрограммы обработки прерывания от таймера TF0. В основной программе происходит счёт текущего времени, коррекция текущего времени, установка времени включения будильников, сравнение текущего времени с временами будильников, включение световых и звуковых сигналов. В памяти данных микроконтроллера с адреса 2ВН по 48Н организован буфер отображения для динамической индикации. По своему функциональному назначению адресное пространство данного буфера

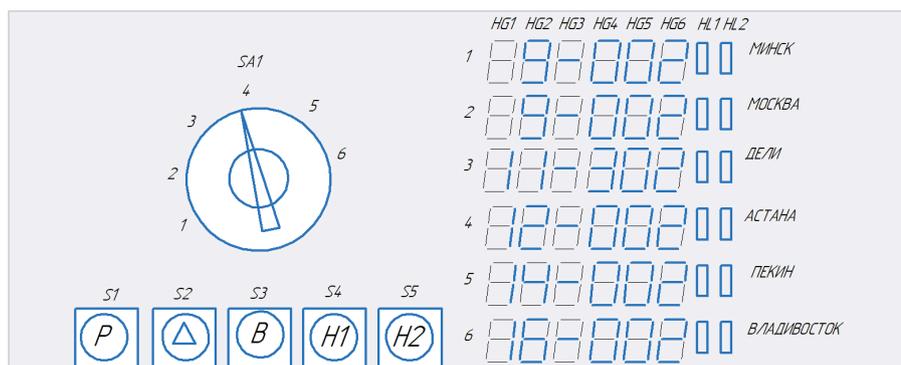


Рис. 3. Интерфейс устройства

можно условно разбить на пять функциональных групп:

- 2ВН...2FH – адреса, где хранится текущее время в минутах и секундах. Эти адреса выводятся на индикацию в режиме «часы1»;
- 30Н...34Н – адреса, где хранится текущее время в часах и минутах. Эти адреса выводятся на индикацию в режиме «часы2»;
- 35Н...39Н – адреса, где хранится значение температуры 1, они выводятся на индикацию в режиме «температура1»;
- 3АН...3ЕН – адреса, где хранится значение температуры 2, они выводятся на индикацию в режиме «температура2»;
- 3FH...43Н – адреса, где хранится время включения будильника № 1. Эти адреса выводятся на индикацию в режиме «будильник1».
- 44Н...48Н – адреса, где хранится время включения будильника № 2. Эти адреса выводятся на индикацию в режиме «будильник2».

Данные адреса загружаются в регистр R0. При каждом обращении к подпрограмме обработки прерывания регистры R0 и R1 инкрементируются. При инициализации в R0 загружается адрес 2ВН (режим «часы1»), а в R1 число 1. В памяти данных в ячейке с адресом 20Н находится байт, который управляет разрядами динамической индикации и внешними исполнительными устройствами: пьезоэлектрическим излучателем ВА1 и световыми полосами HL1 и HL2. Данный байт записывается в регистр DD1 сразу после записи перекодированного байта из функциональной группы в порт P1 микроконтроллера. Данный байт представляет собой код «бегущий нуль» для включения знакомест (разрядов) динамической индикации. Цикл для динамической индикации – порядка 3,328 мс.

Сразу после подачи питания при инициализации во все разряды порта P3 микроконтроллера DD2 записывается

лог. 1. Реле DA1, DA2 закрыты, нагрузки отключены. Каналы управления нагрузками № 1 (реле DA1) и № 2 (реле DA2) работают совершенно одинаково. Рассмотрим работу канала № 1. При каждом нажатии на кнопку S4 состояние вывода 2 микроконтроллера DD2 инвертируется, соответственно нагрузка включается или выключается. Состояние вывода 2 микроконтроллера DD2 также инвертируется при совпадении текущего времени с установленным временем в режиме «будильник1». Так, если необходимо включение нагрузки при совпадении текущего времени с установленным временем в режиме «будильник1», перед установкой времени включения будильника нужно нагрузку отключить кнопкой S4. И наоборот, если необходимо отключение нагрузки при совпадении текущего времени с установленным временем в режиме «будильник1», перед установкой времени включения будильника нужно нагрузку включить кнопкой S4. Совершенно аналогичным образом работает канал управления нагрузкой № 2, который привязан к кнопке S5 и к установленному времени в режиме «будильник2».

Для индикации символа «°C» необходимо развернуть индикатор HG6 «вверх ногами», в результате для чисел и символов в порт P1 микроконтроллера нужно записывать код для перевернутого индикатора, отличный от кода для индикаторов HG1, HG2, HG4, HG5. Код каждой цифры и символа для перевернутого семисегментного индикатора, так же как и для других, записан в программе.

В подпрограмму обработки прерывания от таймера TF0 введены процедуры для динамической индикации и опроса цифровых датчиков температуры. Как уже упоминалось выше, для DS18S20 после команды Convert T [44Н] (команда запускает процесс измерения датчиком температуры) необходима задержка минимум 750 мс. В программе использована задержка в 1 с (так как



Рис. 4. Фотография интерфейса электронных часов № 1

такая задержка уже есть в подпрограмме обработки прерывания таймера TF0). Следует отметить, что процедура одна для двух датчиков. Все команды выполняются одновременно для двух датчиков температуры, кроме чтения данных из промежуточного ОЗУ датчиков. В зависимости от того, в каком режиме работы находится устройство («температура1» или «температура2»), данные считываются соответственно из ОЗУ датчика DD3 или DD4. На рис. 4 приведена фотография интерфейса электронных часов № 1.

На рис. 4 часы находятся в режиме «будильник1». Точка h включена у третьего разряда (индикатор HG4).

В устройстве использованы резисторы C2-33Н-0.125, подойдут любые другие с такой же мощностью рассеивания и погрешностью 5%. Конденсаторы C1, C2 типа K50-35, C3, C4 типа K10-17. В дисплее устройства целесообразно выделить разряд, индицирующий режим работы устройства (индикатор HG6) на фоне остальных разрядов интерфейса. Поэтому для данного разряда выбран семисегментный индикатор красного цвета HDSP-F001 (подойдет HDSP-F151), индикаторы HG1...HG5 зеленого цвета HDSP-F501. Световые полосы HL1, HL2 типа KB-2300EW красного цвета. Нагрузки, как уже отмечалось выше, подключаются к устройству через соединители (вилки) X2, X3 типа MPW-2 (ответная часть – розетки MNU-2). Вставки плавкие FU1, FU2 типа ВП2-1 5 А 250 В. Номинальное значение тока вставок плавких (предохранителей) определяется значением тока в нагрузках, подключаемых к устройству.

В устройстве нет никаких настроек и регулировок, и если монтаж выполнен правильно, оно начинает работать сразу после подачи на него напряжения питания. При проверке каналов управления нагрузками № 1 и № 2 первое включение каждого из каналов лучше сделать при небольшой нагрузке, например, с лампой накаливания мощностью 40...60 Вт.

Литература

1. URL: <https://www.alldatasheet.com/>.

К 130-летию со дня рождения великого советского физика Игоря Евгеньевича Тамма. Часть 3. Поверхностные состояния Тамма и фотонные кристаллы

Виктор Алексеев

В первой части статьи (Современная электроника. 2025. № 7) были рассмотрены основные работы Игоря Евгеньевича Тамма, ставшие со временем классикой теоретической физики.

Вторая часть (Современная электроника. 2025. № 8) посвящена описанию некоторых современных быстродействующих электрооптических модуляторов (EOM, TFLN, HW MZM, IQ MZM, SOH MZM), в основе работы которых лежит эффект, которому Игорь Тамм в 1924 году дал строгое теоретическое обоснование.

В этой части статьи обсуждаются фотонные кристаллы, возникновение которых во многом обусловлено поверхностными состояниями (ПСТ), предсказанными Таммом в 1932 году.

1. Поверхностные состояния Тамма

В первой части нашей статьи мы рассмотрели фундаментальную работу Игоря Евгеньевича Тамма 1932 года, в которой впервые были предсказаны поверхностные электронные конфигурации на границе кристалла и вакуума, впоследствии получившие название «поверхностные таммовские состояния – ПТС» (Surface Tamm States – STS) [1].

Это открытие стало отправной точкой для таких новых направлений физики твёрдого тела, как физика поверхностей и полупроводников, наноэлектроника, фотоника.

Цель этой части нашей статьи заключается в том, чтобы показать, как теория, предложенная Игорем Таммом, раз-

вивалась во всём мире, в том числе и в России.

Чтобы показать пошаговую динамику развития STS, целесообразно рассмотреть более подробно первоначальную идею Игоря Тамма, не прибегая к сложному математическому описанию, использованному в оригинальной работе.

Для описания перемещения электрона в кристаллических решётках Тамм использовал простой пример с бесконечно глубокой потенциальной ямой.

В объёме идеального кристалла электроны перемещаются в периодическом потенциальном поле, которое создаётся регулярно расположенными атомами. Это движение описывается блоховскими волновыми функциями и характе-

ризуется определёнными разрешёнными зонами, где электрон может иметь дискретные уровни энергии. Между разрешёнными зонами находятся запрещённые зоны, в которых электронные состояния в идеальном бесконечном кристалле не могут существовать в принципе [2].

В своей работе 1932 года Тамм поставил простой, но фундаментальный вопрос: «Что произойдёт с характером движения электрона, если бесконечный идеальный кристалл “оборвать”, оставив его поверхность соприкасаться с вакуумом?»

Если рассматривать электрон с волновой точки зрения, то в первом приближении можно говорить, что внутри кристалла электронная волна распространяется, взаимодействуя с колебаниями атомов решетки, а в вакууме перемещается свободно.

Игорь Тамм предположил, что на границе кристалла с вакуумом из-за обрыва периодического потенциала возникает своеобразная «потенциальная ступенька». Именно благодаря этой ступеньке возникают условия, которые препятствуют проникновению электрона как вглубь кристалла, так и в вакуум. В результате электрон может быть «захвачен» в связанное состояние с энергией, лежащей в запрещённой зоне, а электронная волна оказывается «привязанной» к самой границе кристалла. С таким предположением Тамм получил сходящиеся решения уравнений Шрёдингера для двух вариантов: движения электронов в одномерной и трёхмерной моделях кристаллических решёток.

Таким образом, Игорь Тамм в 1932 году предсказал, что на границе кристалла и вакуума, в области нарушения периодичности потенциала, должны существовать особые электронные состояния, которых нет ни в объёме кристалла, ни в вакууме. Главная особенность этих состояний заключается в том, что их энергии находятся в запре-

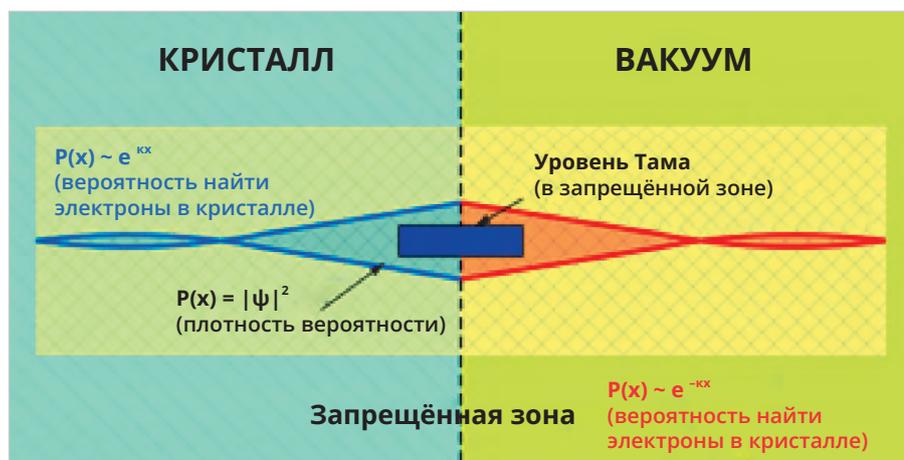


Рис. 1. Упрощённая схема поверхностных состояний Тамма на границе кристалла и вакуума [3]

щённой зоне объёмного кристалла. То есть Тамм предположил возникновение особых зон, которых не должно было быть согласно классической модели.

Упрощённая схема поверхностных состояний Тамма на границе кристалла и вакуума показана на рис. 1. На этом рисунке показана стилизованная запрещённая зона на границе кристалла и вакуума. Красные и синие фигуры означают соответственно плотность вероятности нахождения электрона в определённой точке, численно равной квадрату модуля волновой функции $P(x) = |\psi|^2$.

Опуская сложную математику, конечные выводы этой работы Игоря Тамма можно сформулировать следующим образом. Если в бесконечном кристалле электрон характеризуется волновым вектором \mathbf{k} , определяющим его импульс, то на границе кристалла возникают решения уравнения Шрёдингера с волновыми функциями вида:

$\psi(x) \sim \exp(kx)$ при $x > 0$ вне кристалла и $\psi(x) \sim \exp(kx)$ при $x < 0$ внутри кристалла. Здесь k – коэффициент затухания, определяющий характерную глубину проникновения волновой функции.

Плотность вероятности в соответствии с этой экспоненциальной функцией растёт при приближении к границе кристалла и убывает в вакууме при удалении от границы. Таким образом, электрон оказывается локализованным у поверхности, поскольку вероятность найти его в некоторой точке ($|\psi|^2$) экспоненциально убывает при удалении от поверхности кристалла в обе стороны.

Открытие Тамма имело фундаментальное значение для понимания физики поверхности твёрдых тел. Оно показало, что граница кристалла – это не просто место, где заканчивается кристаллическая решётка, а особая область с собственными электронными состояниями и свойствами, отличными от свойств объёмного материала.

Иными словами, «таммовские состояния» можно отнести к разряду фундаментальных понятий физики твёрдого тела. Тем не менее в течение десятилетий эта работа оставалась практически незамеченной мировой научной общественностью.

Это открытие не сулило быстрых практических результатов, не отвечало потребностям мирового рынка и потому не могло стать популярным в 1930-е годы. Кроме того, в то время отсутствовали необходимые технологии и мето-

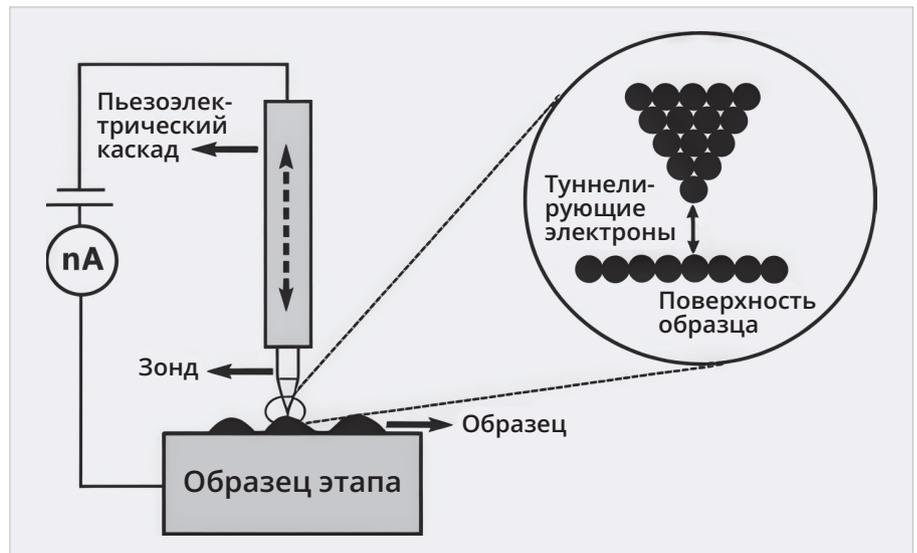


Рис. 2. Структурная схема работы сканирующего туннельного микроскопа

ды для прямых экспериментов, подтверждающих теорию Тамма.

С чисто научной точки зрения эта работа Тамма не выходила за рамки существующей теоретической физики и не сулила каких-либо серьёзных потрясений её основ. Кроме того, несмотря на то что статья была опубликована на немецком языке в журнале «Physikalische Zeitschrift der Sowjetunion – PZ der Sowjetunion», это был «Физический журнал Советского Союза», издававшийся в СССР небольшим тиражом и неизвестный большинству зарубежных физиков. По этим причинам столпы мировой науки не обратили на эту работу Игоря Тамма особого внимания. Большинство исследований того времени в области взаимодействия фотонов с веществом было посвящено разработкам идей Эйнштейна о «вынужденном излучении» (пробораз лазера и светодиодов) [4].

Множество крупных научно-исследовательских центров мира были заняты поисками практической реализации идеи твердотельного полевого транзистора, запатентованного Юлиусом Лилиенфельдом в 1930 году.

Эти усилия увенчались успехом физиков из лаборатории «Bell Labs» Уильяма Шокли, Джона Бардина и Уолтера Браттейна, которые в 1947 году создали первый действующий точечный транзистор и получили за это Нобелевскую премию в 1956 году.

Ситуация с изучением STS изменилась только спустя годы, когда появились методы экспериментальной физики, позволившие подтвердить существование таммовских состояний.

Появились новые технологические решения, позволяющие исследовать поверхность материалов на атомном уровне.

Детальный обзор работ, связанных с «таммовскими состояниями», можно найти в монографии С. Дависона и Дж. Левина «Поверхностные (таммовские) состояния» [4].

2. Запрещённые фотонные зоны

Одна из причин, сдерживавших изучение поверхностных явлений на границе кристаллических структур, заключалась в отсутствии необходимого лабораторного оборудования, позволявшего изучать столь тонкие процессы.

Реальный скачок в исследованиях поверхностей твёрдых тел произошёл в 1981 году, когда Герд Бинниг и Генрих Рорер, работавшие в исследовательской лаборатории IBM в Цюрихе, изобрели сканирующий туннельный микроскоп – СТМ (Scanning Tunneling Microscope – STM) [5].

Принцип работы STM основан на квантовом туннелировании электронов. Нано-острая металлическая игла подводится к поверхности образца на расстояние порядка нанометра. При подаче небольшого напряжения между иглой и образцом возникает туннельный ток, величина которого экспоненциально зависит от расстояния. Перемещая иглу вдоль поверхности и измеряя туннельный ток, можно получить изображение поверхности с разрешением в нанометры (рис. 2) [6].

Использование STM позволило не только детально исследовать поверхностные состояния, но также визуализи-

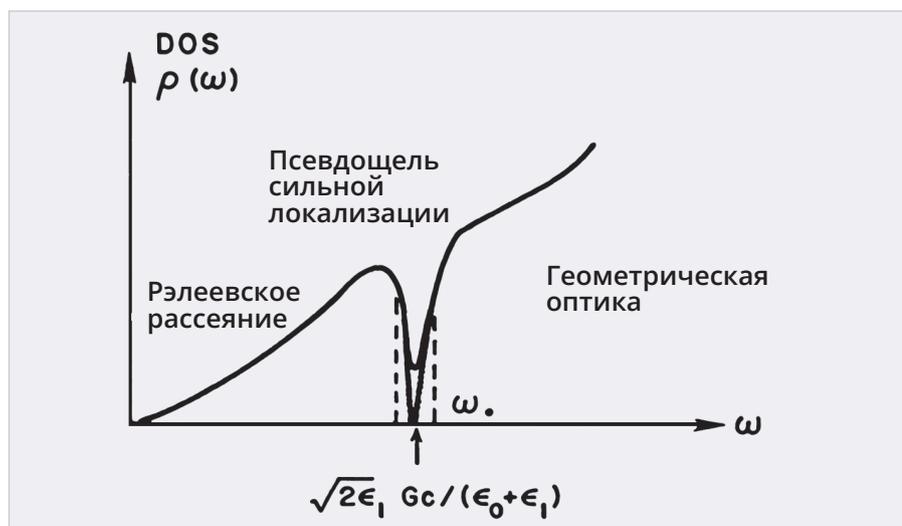


Рис. 3. Плотность состояний фотонов в неупорядоченной сверхрешётке, разделённая псевдощелью сильно локализованных фотонов

зировать пространственное распределение электронной плотности ПСТ.

В 1986 году Бинниг и Рорер были удостоены Нобелевской премии по физике за это изобретение, которое открыло эру прямого наблюдения квантовых явлений на поверхности различных материалов [7].

Изобретение сканирующего туннельного микроскопа стало основой нового класса высокоточного лабораторного оборудования, получившего название «сканирующие зондовые микроскопы». Вскоре после появления были созданы атомно-силовой микроскоп (АСМ), магнитно-силовой микроскоп (МСМ), электросиловой микроскоп (ЭСМ), ближне-польный оптический микроскоп (БОМ) и другие приборы, имеющие аналогичный принцип действия [8].

К середине 1980-х накопилось значительное количество экспериментальных данных по переносу в узких инверсионных слоях МОП-транзисторов. Кроме того, были получены результаты прямых измерений диффузии электронов низкой плотности через сильно локализованные состояния [9].

Теоретическое объяснение всех этих экспериментальных результатов было крайне актуальным с точки зрения бурно развивающихся разработок транзисторов и лазеров.

Вопросы ограничения переноса электронов по различным направлениям кристаллической решётки начали интересовать физиков ещё с конца 1950-х, когда Филипп Андерсон (Philip W. Anderson) опубликовал ставшую впоследствии классической работу, в которой показал, что в кристалличе-

ских решётках с сильными нарушениями структуры может отсутствовать диффузия электронов. Такие случаи возможны за счёт множественного рассеяния и интерференции. В этом случае их волновые функции становятся локализованными в районе разрушенных узлов. Это явление стали называть «локализация Андерсона» (Anderson Localization – AL) [10].

Детальный обзор статей, посвящённых этой легендарной работе Филиппа Андерсона, опубликованных за 50 лет со дня выхода, содержится в сборнике «Fifty Years of Anderson Localization». В этом монументальном издании, содержащем 610 страниц, в частности, отмечается, что в первые десять лет после 1958 г. серьёзных экспериментальных подтверждений не было, и лишь позже (1970–80-е) ситуация заметно активизировалась [11].

Андерсон получил Нобелевскую премию по физике в 1977 году (совместно с Моттом и Ван Флеком) за фундаментальные теоретические исследования электронной структуры магнитных и неупорядоченных систем.

В своей новой работе он вместе с коллегами разработал так называемую скейлинговую теорию локализации, которая описывает явление, когда электронные волны в неупорядоченной среде не распространяются. Благодаря случайным флуктуациям волны локализуются в ограниченном объёме, не переходя в другие области. Эта теория также определяет переход от проводящего состояния к изолятору при увеличении неупорядоченности. По фамилиям авторов (Abrahams, Anderson, Licciardello, Ramakrishnan)

эта скейлинговая теория (Scaling Theory of Localization) получила аббревиатуру AALR [12].

Необходимо также упомянуть разработки российских физиков, в которых были рассмотрены вопросы, связанные с фотонными запрещёнными состояниями и подавлением спонтанного излучения.

Так, ещё в 1972 году сотрудник ФИАН Владимир Павлович Быков в статье, опубликованной в журнале Journal of Experimental and Theoretical Physics, ввёл понятие «Opacity Bands» (зоны непрозрачности) [13]. В этих частотных интервалах плотность фотонных состояний ρ обращается в нуль, и распространение электромагнитных волн в периодической структуре невозможно. В своей работе он, в частности, показал, что формула Ферми для вероятности спонтанного излучения не работает в периодической структуре, когда частота перехода попадает в запрещённую зону. Кроме того, В.П. Быков предсказал возможность перехода возбуждённого атома в особое долгоживущее состояние «Dynamic State», представляющее собой комбинацию возбуждённого атома и связанного с ним электромагнитного поля, которое не может распространяться в периодической структуре.

Вообще говоря, вклад российских физиков в мировую науку не был случайным. В период 1950–1980 гг. научным исследованиям в области физики твёрдого тела уделялось огромное внимание. Особенно это касалось работ полупроводников и лазеров. Такие исследования проводились как в академических, так и в отраслевых центрах.

В СССР был создан целый ряд научных школ, где идеи И.Е. Тамма и смежные с ними направления получили дальнейшее развитие. Так, в обзоре В.Л. Гинзбурга были описаны основные моменты локализованных фотонных мод на границе сред [14].

Работы Ж.И. Алфёрова и его школы по созданию гетероструктур в полупроводниках являются ярким примером практической реализации идей управления состояниями электронов на гетерограницах [15].

Исследования по квантовой электронике Н.Г. Басова и А.М. Прохорова стали отправной точкой для разработок газовых лазеров и молекулярных квантовых генераторов сантиметрового диапазона [16].

Важный вклад в изучение интерфейсных явлений внесли работы по поверхностным экситонам, напрямую связанные с изучением локализации возбуждений на границах сред, выполненные под руководством Л.В. Келдыша [17].

Открытие квантовых точек Алексеем Екимовым стало поворотным моментом в развитии микроэлектроники [18].

Таким образом, советская физика этого периода не только развивала собственные прикладные направления (лазеры, полупроводниковая оптоэлектроника), но и подготовила концептуальный фундамент, без которого современная теория и эксперимент по оптическим поверхностным состояниям Тамма были бы невозможны.

На уровне Академии Наук поддерживалось международное сотрудничество. Так, например, в Институте теоретической физики АН СССР Анатолий Ларкин (Anatoly I. Larkin) со своими японскими коллегами Синобу Хиками (Shinobu Hikami) и Йосуке Нагаока (Yosuke Nagaoka) применили ренормгрупповой подход к задаче рассеяния электронов на случайном потенциале в двумерных системах.

Одним из наиболее значимых итогов этой работы было то, что авторы получили аналитическое выражение для квантовой поправки к электронной проводимости в зависимости от магнитного поля и длины фазовой когерентности. В этой работе показано, что характер локализации электронов определяется типом симметрии волновой функции. При сильном спин-орбитальном взаимодействии возникает «антилокализация», характерная усилением проводимости и положительным квантовым поправочным слагаемым. В случае, когда нет спин-орбитального взаимодействия, наблюдается «слабая локализация», сопровождаемая усилением обратного рассеяния. В присутствии магнитного поля возникает эффект подавления интерференции и появление отрицательного магнетосопротивления. В литературе полученные зависимости часто называют HLN-формулой по именам авторов этой работы. Эта формула и сегодня используется для анализа квантовых поправок к проводимости и интерференционной локализации. Сравнение с экспериментальными данными показало хорошее совпадение HLN с наблюдаемым отрицательным магнетосопротивлением в МОП-транзисторах (MOSFET) [19].

Таким образом, локализация уже рассматривается не как частный эффект для электронов, а может рассматриваться как универсальное явление, связанное с интерференцией волн и взаимодействиями в беспорядочных средах.

К середине 1980-х было получено достаточно много новых результатов экспериментов по локализации электронов, отрицательному магнетосопротивлению и переходам металл-изолятор в квантовых проволоках, тонких плёнках и массивных кристаллах. Эти результаты обобщены в обзоре [14].

Обилие экспериментальных результатов в значительной степени стимулировало дальнейшие теоретические изыскания.

В 1982 году Д. Вольхардт и П. Вёльфле развили идеи Андерсона и предложили свою самосогласованную теорию локализации (Self-Consistent Theory of Localization – SCL).

Основным недостатком теории Андерсона «AALR-1979» было то, что она не позволяла посчитать критические показатели или строить количественные предсказания для конкретных систем. Вольхардт и Вёльфле разработали самосогласованную теорию в случайных средах, в которой учли замедление диффузии за счёт квантовых интерференционных поправок (обратное рассеяние). Основным было то, что авторы получили явные скейлинговые уравнения для коэффициента диффузии и длины локализации, зависящие от размерности и энергии.

Таким образом, они впервые показали, как принцип «масштабируемости» можно реализовать через конкретные уравнения, позволяющие описывать критическую область перехода металл-изолятор [21].

Работа Вольхардта и П. Вёльфле позволила перейти к следующему этапу развития идеи Игоря Тамма: от локализации электронов в случае STS к локализации фотонов в случайных и периодических структурах.

Физик-теоретик Саджив Джон (Sajeed John), анализируя процессы локализации фотонов в неупорядоченных средах, обнаружил, что их поглощение увеличивается по мере приближения частоты фотонов к граничному значению подвижности. Он определил частотный режим, в котором электромагнитные волны в сильно неупорядоченной среде испытывают «андерсоновскую локализацию (AL)» в трёхмерной модели. При наличии слабого рассея-

ния в двумерной модели коэффициент поглощения перенормированной энергии увеличивается по мере приближения частоты фотона к порогу подвижности (α). При этом (α) возникает на частоте, совместимой с условием Иоффе-Регеля (IRC). Этот критерий может использоваться при анализе границы перехода от металлического к диэлектрическому состоянию в тонких плёнках на основании сравнения волнового числа Ферми и упругой длины свободного пробега носителей. Фактически IRC позволяет оценить, как меняются свойства материала при уменьшении его размеров. Это открытие имело важное значение для понимания распространения света в пограничных областях между металлом и диэлектриком [22].

Статья вызвала большой интерес у физиков всего мира и была цитирована более тысячи раз. Через три года Саджив Джон опубликовал в журнале Physical Review Letters доработанный материал с углублённым анализом механизма локализации фотонов в материалах с сильно разупорядоченной структурой. Он показал, что свет может быть локализован в пространстве, если в этой среде есть случайно распределённые центры с сильно отличающимися показателями преломления. В таких материалах фотон может «застрять» в диэлектрической структуре с другим показателем преломления, не имея возможности распространяться из-за многократных отражений и интерференции волн. В этой работе был использован термин «сильная фотонная локализация» (Strong Localization of Photons – SLP). Пояснить значение этого термина можно на следующем примере. Обычно, когда свет проходит через среду с неоднородностями, такими, например, как туман, молоко, матовое стекло, он просто рассеивается. Однако всё равно в среднем движется вперёд.

Термин «Strong Localization of Photons – SLP» определяет случай, когда многократное рассеяние и интерференция настолько сильны, что волна света полностью перестаёт распространяться. При этом образуется стоячая волна, локализованная в ограниченной области. То есть фотон как бы «попал в ловушку», и его энергия не распространяется по объёму [23].

Джон рассмотрел 3D-модель неупорядоченной сверхрешётки с двумя «границами подвижности» фотонов (Mobility Edges), отделяющими низкочастотные рэлеевское рассеяние и высокочастот-

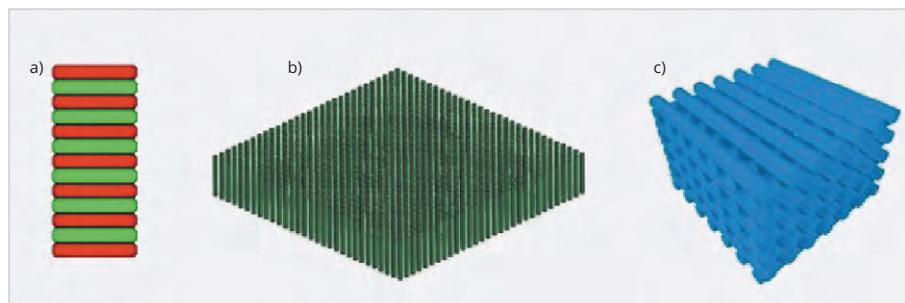


Рис. 4. Фотонные кристаллы: а – 1D; б – 2D; в – 3D [27]

ные геометрически-оптические протяжённые состояния, разделённые «пограничной зоной» сильно локализованных фотонов (рис. 3). Эту зону Джон определяет как некий «псевдозазор» (Pseudogap – PG), в котором плотность фотонных состояний (Density of States – DOS) сильно подавлена. Размер псевдощели, в которой DOS существенно отличается от DOS обычного вакуума, может составлять до 25% от центральной частоты.

Природа возникновения PG связана с остаточными брэгговскими резонансами.

Как показано на рис. 3, вблизи критической частоты фазовое пространство, доступное для распространения фотонов, ограничено аналогично тому, как это работает в «электронном кармане» вблизи края зоны проводимости в физике полупроводников. Когерентное обратное рассеяние света должно происходить посредством индуцированного беспорядком рассеяния внутри и между такими долинами в фазовом пространстве. Направление фотонов вдоль определённых направлений этим остатком базовой геометрии сверхрешётки обеспечивает мощный механизм для сильной локализации света. Самым важным моментом этой работы было то, что Саджив Джон показал, как в принципе можно управлять сильной локализацией фотонов в частотном окне в некоторых неупорядоченных сверхрешётчатых микроструктурах с достаточно высоким диэлектрическим контрастом. Такие материалы могли бы стать фотонным аналогом аморфных полупроводников, в которых взаимодействие упорядоченных структур и искусственных нарушений приводит к ограничению когерентного обратного рассеяния определёнными брэгговскими резонансными каналами. Это означает, что использование локализации в качестве триггерного механизма для нелинейного или бистабильного отклика может открыть дорогу для соз-

дания ряда полезных устройств, в которых вместо электронов используются фотоны.

Идеи Саджива Джона вдохновили научное содружество на поиски способов управления фотонами в новых кристаллических структурах.

В конце 1980-х Эли Яблонович, работавший в Bell Communications Research, исследовал проблему борьбы с нежелательными частотами, генерируемыми в полупроводниковых лазерах. В частности, его интересовали вопросы подавления спонтанного излучения электрона в инверсном слое лазерной гетероструктуры GaAs. В числе вопросов, которые рассматривал Яблонович, были процессы перехода между зонами, при которых электрон проходит через новое локализованное энергетическое состояние. Подобные эффекты могут возникать в запрещённой зоне благодаря легирующей примеси или дефектам в кристаллической решетке [24]. В этой работе было показано, что при умеренных уровнях инжекции поверхностная, излучательная и оже-рекомбинация могут быть подавлены. В результате остаётся только рекомбинация Шокли-Рида-Холла (SRH), обусловленная дефектами кристаллографической структуры.

В другой своей работе, опубликованной в этом же году в журнале Physical Review Letters, Яблонович продолжил исследования излучения фотонов в процессе рекомбинации электронов в лазерных гетероструктурах. Его идея заключалась в том, чтобы попытаться найти способ организации в кристаллической структуре каких-то зон, запрещающих распространение фотонов определённых частот.

Так, Яблонович показал, что если в трёхмерной модели кристаллической диэлектрической структуры имеется электромагнитная запрещённая зона, перекрывающую электронную кромку, то спонтанное излучение на этих частотах может быть строго запрещено. При этом с помощью фазового сдвига можно

формировать локальную моду в фотонной щели, пригодную для конкретного лазерного режима.

Например, в кристаллических структурах с периодически изменяющейся диэлектрической проницаемостью, период которой сравним с длиной волны света, распространение фотонов с этими частотами будет просто невозможно [25].

Иными словами, Яблонович показал, что если в материале создать «фотонную запрещённую зону – ФЗЗ» (Photonic Band Gap – PBG), то можно управлять процессом излучения и поглощения света.

3. Фотонные кристаллы

Поскольку Эли Яблонович и Саджив Джон работали над проблемой ФЗЗ с точки зрения разных приложений, они не только не конкурировали друг с другом, но часто встречались и вместе обсуждали проблему фотонных кристаллов (PhC) [26].

К началу 1990-х уже были понятны основные характеристики фотонных кристаллов (ФК) с размерностью 1D, 2D, 3D (рис. 4). В современной трактовке фотонный кристалл (Photonic Crystal – PhC) представляет собой структуру, у которой диэлектрическая проницаемость периодически меняется в пространстве с периодом, сравнимым с длиной волны света и допускающим брэгговскую дифракцию. При этом периодические скачки коэффициента преломления могут быть вызваны как естественными особенностями структуры кристалла, так и искусственными изменениями.

Одномерные фотонные кристаллы (1D PhC) представляют собой периодическое чередование слоёв материалов с различными диэлектрическими константами. Исторически к этому классу структур относятся распределённые брэгговские отражатели (Distributed Bragg Reflectors, DBR) – многослойные диэлектрические зеркала, которые сыграли ключевую роль в развитии полупроводниковой оптоэлектроники.

Огромное значение в этом смысле имеют работы Жореса Ивановича Алфёрова и его школы по созданию гетероструктур на основе полупроводниковых соединений.

Хотя классические гетероструктуры Алфёрова не являются фотонными кристаллами в строгом смысле, брэгговские отражатели в вертикально-излучающих лазерах (VCSEL), развитие кото-

рых во многом базировалось на идеях Алфёрова, представляют собой именно одномерные фотонные кристаллы.

Одномерные фотонные кристаллы – это многослойные структуры из чередующихся слоёв материалов с высоким и низким показателями преломления. Типичная структура DBR на основе GaAs/AlAs содержит 20–40 пар слоёв, причём толщина каждого слоя точно составляет $\lambda/4n$ (где λ – длина волны света, n – показатель преломления материала). Такие структуры способны обеспечить коэффициент отражения более 99,9% в определённом диапазоне длин волн. Об этом мы достаточно подробно писали в СОЭЛ № 1–2, 2025.

Фотонные кристаллы 1D не обеспечивают полной фотонной запрещённой зоны, но находят широкое применение благодаря простоте изготовления [28].

Двумерные фотонные кристаллы (2D PhC) характеризуются периодичностью в двух направлениях при однородности в третьем. Существуют два основных типа таких структур: стержневого типа, где диэлектрические элементы (стержни) расположены в воздухе, и «пустотного» типа с воздушными отверстиями, созданными в диэлектрической матрице. Каждый тип оптимизирован для определённой поляризации света. Стержни лучше работают для ТЕ-поляризации, а отверстия – для ТМ-поляризации.

Введение линейных дефектов в такие структуры создаёт волноводы, демонстрирующие эффект замедления света, который используется в сенсорных приложениях и устройствах обработки оптических сигналов.

Трёхмерные фотонные кристаллы (3D PhC) с периодичностью во всех трёх измерениях способны создавать полную фотонную запрещённую зону.

Несмотря на преимущества, 3D-структуры оставались сложными в изготовлении.

В конце 1980-х Яблонович продолжал поиски идеального материала для твердотельных лазеров, поддерживающих излучение на одной определённой волне и запрещающих на других частотах. В 1987 он со своим немецким коллегой Т. Гмиттером опубликовал чисто теоретическую статью с описанием возможной конструкции фотонного кристалла в трёхмерно-периодической диэлектрической структуре с ГЦК-решёткой (Three Dimensionally Periodic Face Centered Cubic – FCC) [29]. Они предлагали ЦК из пластика, в котором равномерно по все-

му объёму были расположены сферические полости, занимавшие по объёму более 86%.

Однако тщательный теоретический анализ и попытки повторить эксперимент другими группами показали, что в этой конструкции с FCC обнаруженные Яблоновичем аномалии относились скорее к «псевдощели», где распространение света затруднено, но не запрещено полностью. Причина неудачи Яблоновича (1989) заключалась в так называемом вырождении в точке W зоны Бриллюэна, которое означает, что две энергетические полосы в зонной структуре соприкасаются друг с другом. Поскольку между ними нет ФЗЗ, свет может проходить между соприкасающимися зонами.

В 1990 году Чан, Хо и Соколис, используя метод PWE – Plane-Wave Expansion (разложения по плоским волнам), решили уравнения Максвелла для распространения электромагнитных волн в периодической решётке диэлектрических сфер. Их теоретические расчёты показали неожиданный результат. В то время как FCC-структуры из диэлектрических сфер, использованные Яблоновичем, не обладают полной трёхмерной фотонной запрещённой зоной, диэлектрические сферы, расположенные в узлах алмазной решётки (но масштабированной до оптических размеров), действительно демонстрируют полную фотонную запрещённую зону. В первом приближении их идея структуры заключалась в том, чтобы взять кристаллическую решётку алмаза и адаптировать её под длины волн электромагнитного излучения.

Они показали, что в таких конструкциях запрещённая зона может возникать уже при достаточно низком контрасте показателей преломления (всего 2:1) [30]. Основной целью этой работы была демонстрация преимуществ алмазной геометрии: низкий порог контраста диэлектрической проницаемости, необходимый для открытия полной запрещённой зоны ($\epsilon = 4$); высокая устойчивость к структурным дефектам; большая относительная ширина запрещённой зоны 15% (по сравнению с 5% для FCC).

Учитывая свои неудачные расчёты конструкций, а также работы других авторов, Эли Яблонович со своими коллегами Т. Гмиттером и теоретиком К.М. Лиёнгом предложили в 1991 году новую конструкцию фотонного кристалла, в которой сферические поло-

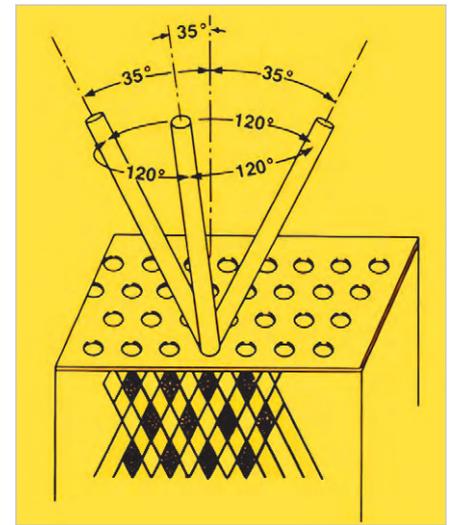


Рис. 5. Схема изготовления первого квантового кристалла «яблоновит»

сти были заменены на цилиндрические [31].

В отличие от изотропной сферы, анизотропный цилиндр имеет одно ограничение вдоль оси. В результате пониженная симметрия цилиндра приводит к снятию вырождения в точке W зоны Бриллюэна. В этой конструкции важно было то, что форма и геометрия кристалла были выбраны в соответствии с алмазной схемой решётки.

Предложенная Яблоновичем теоретическая структура представляла собой две взаимопроникающие FCC-решетки, смещённые друг относительно друга на четверть диагонали куба. Однако такую структуру было не очень просто изготовить. Для работы в микроволновом диапазоне Яблонович предложил «метод трёх наклонных сверлений», схема которого показана на рис. 5.

Фотонный кристалл с такой структурой позже получил название «яблоновит» (Photonic Crystal Yablonovite).

При изготовлении «яблоновита» в кристалле диэлектрика с диэлектрической проницаемостью около 12 (близкой к кремнию) сначала высверливались отверстия диаметром 6 мм под углом между диагональю куба и одной из его граней $35,26^\circ$. В каждой точке просверливаются три отверстия, направления которых при взгляде сверху образуют углы 120° друг относительно друга. В результате эти наклонные цилиндрические отверстия пересекались внутри материала, образуя сложную трёхмерную структуру. Геометрия этих пересечений создавала решётку, напоминающую структуру алмаза.

В результате эксперимента был получен фотонный кристалл, для которого

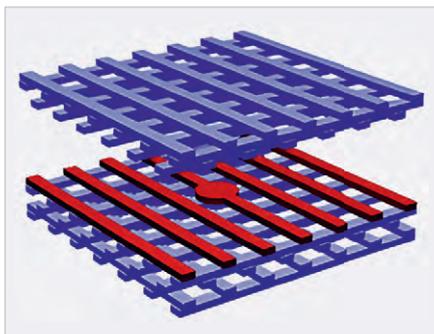


Рис. 6. Схема трёхмерного фотонного кристалла с 3D PBG Woodpile

в результате эксперимента была действительно продемонстрирована полная трёхмерная фотонная запрещённая зона. Измерения подтвердили, что в определённом диапазоне частот электромагнитные волны не могут распространяться внутри кристалла на заданном направлении.

Как известно, важнейшее свойство электромагнитных волн заключается в инвариантности уравнений Максвелла. Это означает, что если уменьшить все размеры структуры в N раз, то и длина волны, на которой работает фотонный кристалл, уменьшится в N раз. Это значит, что структура, работающая на миллиметровых волнах, будет работать на инфракрасных волнах, если её период уменьшить до 1 мкм.

Именно поэтому работа Яблоновича оказалась такой востребованной. Фактически он указал путь к созданию фотонных кристаллов для оптического диапазона. Для того чтобы перейти к инфракрасному диапазону, нужно было просто заменить механическое сверление на специальные методы, такие как, например: литография, ионное травление, химическое травление под углом, химически-стимулированное ионное травление.

Дальнейшее развитие фотонных кристаллов в основном было связано с поисками новых конструкций (3D PhC) с оптимальными полными фотонными запрещёнными зонами ФЗЗ (PBG).

В работе [32] была предложена теоретическая концепция трёхмерной периодической диэлектрической структуры, состоящей из уложенных друг на друга слоёв параллельных диэлектрических стержней. Слои были смещены в повторяющейся последовательности, образуя структуру с полной запрещённой зоной. В этой статье приведены результаты численного моделирования зонной структуры такого фотонного кристалла. Было показано, что структура обла-

дает полной фотонной запрещённой зоной значительной ширины и остаётся открытой для показателей преломления $n \geq 1,9$.

Впервые реализовать практически такую конструкцию удалось только через четыре года. В 1998 году коллектив авторов под руководством Шон Юй Линя (Shawn Yu Lin) из «Национальной лаборатории Сандия» (Sandia National Laboratories) продемонстрировал первый успешный 3D-фотонный кристалл, работающий в инфракрасном диапазоне. Вероятно, уместно сказать, что это одна из крупнейших национальных лабораторий США, управляемая Министерством энергетики США. В 1990-х годах Sandia была идеальным примером научно-производственной корпорации, обладая самыми передовыми технологиями в мире и практически неограниченным бюджетом. Достаточно сказать, что Sandia была признанным лидером в области MEMS. Именно в этом НПК была разработана знаменитая технология многослойной поверхностной микрообработки поликристаллического кремния SUMMiT (Sandia Ultra-Planar Multi-Level MEMS Technology), позволившая создавать сложные трёхмерные микромеханические структуры. Кроме того, здесь была разработана и использовалась технология прецизионной химико-механической полировки микроизделий, необходимой для изготовления планарных структур. К середине 1990-х Sandia накопила огромный опыт в послойной литографии с точностью выравнивания слоёв лучше 50 нм и создании структур с размерами элементов менее 10 нм. Такие возможности позволили создать микрокристалл, состоящий из стопки стержней из поликремния шириной 1,2 мкм и высотой 1,5 мкм, напоминающий поленницу дров. Именно поэтому такая структура получила название «Woodpile».

Фотонные кристаллы были изготовлены методом послойной литографии для создания канавок в кремниевых пластинах с последующим их заполнением диоксидом кремния. На следующем этапе проводилась полировка и добавление новых слоёв под прямым углом к предыдущим. Процесс заканчивался травлением диоксида кремния и получением решётки из поликремниевых стержней. Шаг решётки составлял 4,8 мкм, а размеры элементов были порядка ~180 нм. В результате экспериментов была зафиксирована запрещённая фотонная зона в диапазо-

не среднего инфракрасного диапазона (10–14,5 мкм). Характерной особенностью было сильное затухание света (~12 дБ на элементарную ячейку). Важно то, что была доказана хорошая воспроизводимость. Спектральный отклик был однороден с точностью лучше 1% по всей площади 6-дюймовой пластины, на которой были синтезированы эти фотонные кристаллы.

Типовая схема трёхмерного фотонного кристалла с 3D PBG Woodpile показана на рис. 6.

Структура Woodpile формируется последовательной укладкой слоёв диэлектрических брусков, ориентированных перпендикулярно в соседних слоях. Синие слои соответствуют основному периодическому стеку, создающему трёхмерную фотонную запрещённую зону. Красный слой показывает локализованный дефект (резонатор или волноводный канал), возникающий при нарушении периодичности в одном из слоёв и позволяющий формировать оптические моды внутри запрещённой зоны.

Обзор базовых структур типа Woodpile приведён в работе [34].

В 2001 году Саджив Джон и Овидиу Тоадер предложили один из вариантов своих расчётов: архитектуру трёхмерных фотонных кристаллов, получившую название «Square Spiral Posts Structure – SSPS» (структура квадратных спиральных столбиков на тетрагональной решётке) [35].

Структура SSPS напоминает винтовую лестницу. В отличие от предложенных ранее круговых спиралей, квадратные спирали не требуют фазового сдвига между соседними столбиками, что критически важно для практической реализации [36].

Структура SSPS (Square Spiral), предложенная Джоном, базируется на модернизированной алмазной решётке. Сама идея использования алмазной решетки основана на фактической аналогии между электронами в полупроводниках и фотонами в диэлектрических структурах. Эта аналогия позволила перенести на оптику некоторые базовые концепции физики твёрдого тела, такие как, например: зонная структура, запрещённые зоны, дефектные состояния в запрещённой зоне.

Вместе с тем важно понимать границы этой аналогии. Так, в полупроводниках запрещённая зона отделяет заполненную валентную зону от пустой зоны проводимости, что позволяет управлять электронным транспортом (дио-

ды, транзисторы). В фотонных кристаллах запрещённая зона означает полное отсутствие фотонных мод определённых частот. Поэтому свет этих частот просто не может распространяться в такой структуре, независимо от направления. Это скорее аналог ФНЧ для определённых частот света.

С этой точки зрения очень привлекательным казался алмаз. Однако ключевое отличие заключается в том, что для электронов важна атомная решётка с масштабами порядка десятых долей нанометра, а для фотонов критичной является макроскопическая периодическая структура с периодом порядка 1000 нм. Атомная решётка природного алмаза имеет период около 0,36 нм, тогда как длина волны видимого света составляет 400–700 нм. Для возникновения фотонной запрещённой зоны необходима периодическая структура с периодом, сравнимым с длиной волны света.

Именно поэтому структура SSPS, предложенная Джоном и Тоадером, представляет собой искажение нестандартных алмазных связей, в которой спиральные рукава соединяют точки, соответствующие узлам алмазной решётки, но с периодом, увеличенным примерно в 1000 раз по сравнению с атомным алмазом.

Для кремниевых столбиков в воздухе предсказана полная трёхмерная фотонная запрещённая зона до 15% от центральной частоты зоны (между 4-й и 5-й фотонными зонами). Для инверсной структуры (воздушные каналы в кремнии) – до 24%.

Крайне важными в этой работе были технологические преимущества, заключающиеся в том, что, в отличие от сложных многостадийных литографических процессов для Woodpile-структур, SSPS-кристалл мог быть изготовлен методом GLAD (Glancing Angle Deposition) практически в один технологический этап. При этом простое управление процессом позволяло точно контролировать параметры структуры, меняя изменение условий осаждения.

Структурная схема метода осаждения под скользящим углом «Glancing Angle Deposition – GLAD» показана на рис. 7 [37].

Принцип действия этой методики заключается в осаждении высокопористых плёнок под экстремальными углами падения. При этих косых углах, R , инициализируется процесс начальной

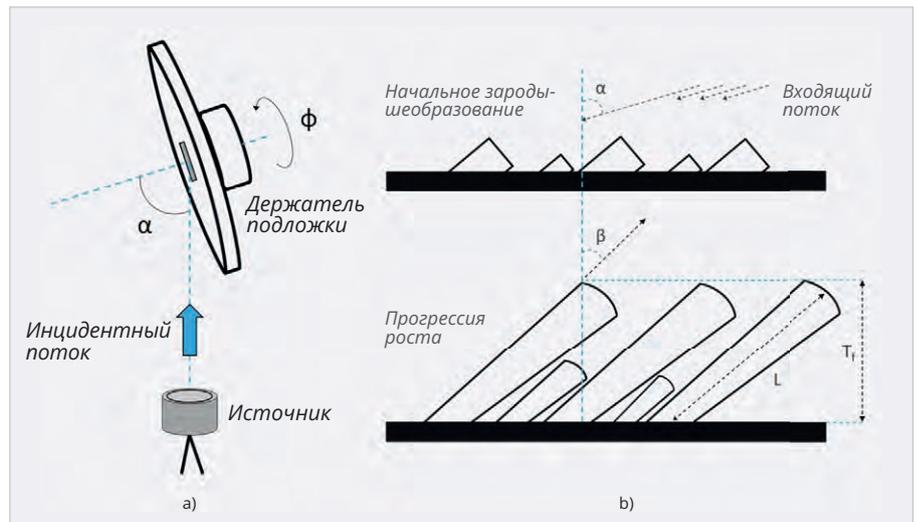


Рис. 7. Схема метода осаждения под скользящим углом Glancing Angle Deposition – GLAD (a – источник углового осаждения; b – тонкая столбчатая плёнка; c – лабораторная и главная системы координат)

стадии зародышеобразования, где только верхние области доступны входящему потоку, а рост в других областях предотвращается. Ориентация подложки обеспечивается двумя шаговыми двигателями, которые управляются специально разработанной компьютерной программой. Таким образом контролируется скорость осаждения и толщина кристалла в конкретной точке.

В работе [38] Тоадер и Джон рассчитали различные варианты конструкций 3D SSPS PhC с очень большими и прочными трёхмерными фотонными запрещёнными зонами (ФЗЗ). Эти кристаллы основаны на чередующихся полигональных спиральных столбиках и могут быть эффективно изготовлены в больших масштабах в одностадийном процессе с использованием техники GLAD.

В этой работе предложены оптимальные варианты геометрии для спиральных фотонных кристаллов с учётом конкретного размера и местоположения ФЗЗ в многомерном пространстве параметров, характеризующем форму каждого спирального столбика. Для оптимальной ФЗЗ спиральные рукава и изгибы могут значительно отклоняться от параметров исходной точечной решётки. Наибольшие значения трёхмерных ФЗЗ (3D PBG – Photonic Band Gap) получаются для квадратных спиральных столбиков, которые навиваются вокруг оси [001] алмазной решётки и в которых сегменты спиральных рукавов соединяют либо пятую, либо первую ближайшую соседнюю точку родительской решётки. Для кремниевых столбиков с диэлектрической проницаемо-

стью 11,9 на воздушном фоне полная ФЗЗ (PBG) может достигать 16% от центральной частоты. Для соответствующих воздушных столбиков на кремниевом фоне максимальная ФЗЗ (PBG) составит 24% от центральной частоты.

Отмеченные выше две работы Джона были чисто теоретическими разработками. Впервые структура фотонного кристалла SSPS была экспериментально опробована в 2003 году [39].

Используя технологию GLAD, они изготовили образцы фотонных кристаллов SSPS с трёхмерной относительной запрещённой зоной 10%. Эта тонкоплёночная структура была получена в одноэтапном процессе GLAD. На рис. 8 показаны образцы кремниевой SSPS структуры PhC, полученные в этой работе.

Квадратная спиральная структура фотонного кристалла представляет собой трёхмерную периодическую систему, в которой узлы алмазной решётки соединяются спиральными колоннами из материала плёнки. Особенностью схемы является то, что каждый последующий «рукав» спирали ориентирован под прямым углом к предыдущему направлению.

Основное изображение на рис. 8 показывает общий вид массива спиральных колонн в наклонной проекции, демонстрирующий тетрагональное упорядочение спиралей на подложке. Верхняя вставка представляет вид сбоку, где отчётливо видна слоистая структура с характерным зигзагообразным профилем.

Левая вставка показывает смоделированный вид одиночной квадратной

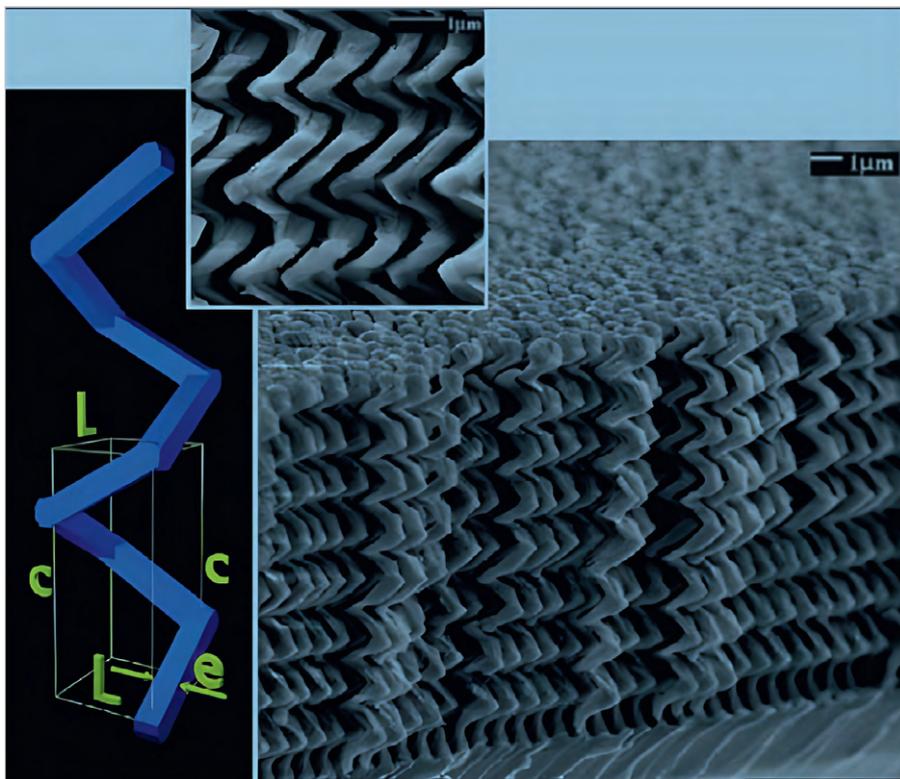


Рис. 8. Структура SSPS фотонного кристалла с широкой 3D запрещённой зоной

спирали с обозначением ключевых структурных параметров.

Данная структура имела следующие параметры:

- период решётки $a = 1000$ нм;
- геометрические параметры $[L, c, e] = [0,72; 1,40; 0,37]$;
- угол напыления 84° от нормали;
- вертикальный шаг поворота 45 нм на каждые 90° поворота.

Такая конфигурация соответствует соединению ближайших соседей (1st Nearest Neighbour) в алмазной решётке типа [001]-diamond:1, что обеспечивает объёмный коэффициент заполнения кремнием около одной трети. Измерения показали верхний и нижний края частотной зоны на длинах волн $2,50$ и $2,75$ мкм в инфракрасной области спектра.

Необходимо отметить ещё одно важное достижение в технологии изготовления трёхмерных фотонных кристаллов – «голографическую литографию» (Holographic Lithography). Идею этой технологии высказали В. Бергер, О. Готье-Лафай и Э. Костард в 1997 году [40].

В этой работе они впервые показали, что периодические фотонные структуры можно рассматривать как голограммы с очень высоким контрастом показателя преломления, и что их можно создавать простой голографической записью интерференционной картины от небольшого числа све-

товых пучков. Суть идеи заключалась в следующем.

Хорошо известно, что в точке пересечения трёх-четырёх когерентных лазерных пучков, направленных под определёнными углами, образуется стабильная трёхмерная интерференционная картина с периодической структурой. Эта картина имеет определённую симметрию, которая зависит от углов между пучками и их поляризации.

На рис. 9 показано расположение регистрирующих лучей [41].

Все лучи линейно поляризованы в одном направлении, которое можно определить как направление линии между точками 1–3 (или 2–4) на рис. 9. Симметрия интерференционной картины определяется количеством регистрирующих лучей (четыре или пять) и условиями их сходимости, определяемыми углом θ между направлением луча и главной оптической осью оптической системы. Четырёхлучевая конфигурация (слева) использует четыре луча с одинаковым углом θ , расположенных по углам квадрата, тогда как пятилучевая конфигурация (справа) имеет дополнительный луч в центре квадрата ($\theta = 0$). Симметричная четырёхлучевая конфигурация практически не используется в экспериментах, поскольку может создавать только двумерную картину интен-

сивности. Симметричная пятилучевая конфигурация с регулируемыми фазами способна создавать ряд трёхмерных интерференционных картин различной сложности.

Если в область интерференции поместить фоточувствительный материал, который полимеризуется или, наоборот, разрушается, то после экспозиции остаётся трёхмерная периодическая структура, то есть шаблон фотонного кристалла. Бергер с коллегами подтвердили свою идею экспериментально. Они реализовали двумерные фотонные структуры в GaAs методом голографической литографии.

Первую экспериментальную реализацию трёхмерных фотонных кристаллов методом голографической литографии для видимого диапазона выполнила группа М. Кэмпбелл, Д. Шарп, М. Харрисон, Р. Деннинг и А. Терберфилд из Оксфордского университета (Великобритания) в 2000 году [42].

Они продемонстрировали создание полимерных фотонных кристаллов с субмикронной периодичностью. В своих экспериментах эта группа получила реальные образцы 3D гранецентрированной кубической (FCC) структуры PhC. Также они продемонстрировали методику использования этих структур как шаблонов для создания кристаллов из TiO_2 с высоким контрастом показателя преломления.

В 2004 году Джон, Чан и Тоадер опубликовали статью, в которой развили некоторые положения первоначальной голографической методики [43].

В своей статье Джон, Тоадер и Чан показали, как именно нужно подбирать интенсивность пучков, направление распространения и поляризацию, чтобы получать различные типы кристаллических структур с большими фотонными запрещёнными зонами.

Используя критерий симметричности, они выделили среди прочих три семейства архитектур с большими фотонными запрещёнными зонами. Эти архитектуры определяются изointенсивными поверхностями интерференции четырёх лазерных пучков при определённом выборе интенсивностей, направлений и поляризаций.

Максимальные значения отношения ширины ФЗЗ к центральной частоте были получены для следующих структур (при условии, что изointенсивная поверхность определяет границу кремний-воздух с диэлектрической постоянной 11,9):

- алмазоподобный кристалл (Diamond-Like Crystal) – 25%;
- новая объёмно-центрированная кубическая архитектура (Body-Centered Cubic) – 21%;
- простая кубическая структура (Simple Cubic) – 11%.

Преимущества этой методики голографической литографии очевидны: одна экспозиция создаёт всю трёхмерную структуру за один технологический шаг, что существенно упрощает и удешевляет производство фотонных кристаллов по сравнению с многостадийными процессами.

Эта работа является своего рода завершением основного этапа формирования теории и базовых лабораторных конструкций фотонных кристаллов. Дальнейшее развитие теории было связано с более глубоким погружением в квантовую физику и квантовую химию. Детальное описание оптических свойств фотонных кристаллов приведено, например, в монографии на русском [44].

Развитие технических моментов сконцентрировалось на разработках технологий для массового производства. Описанные конструкции всё больше внедряются сегодня в самые различные области. Разработанные архитектуры фотонных кристаллов нашли практическое применение в создании ультракомпактных лазеров, оптических фильтров, волноводов с резкими изгибами без потерь и других компонентов для интегральных оптических схем. Перспективным является использование ФК в телекоммуникационных приложениях, особенно диапазона 1,3–1,5 мкм.

Подробнее о подобного рода новинках мы планируем рассказать в следующих номерах журнала.

В этой части статьи мы постарались показать, как развивались концепции фотонных кристаллов, представляя собой прямое продолжение фундаментальных идей Игоря Тамма о локализации волновых функций на поверхностях и границах периодических структур от одномерных брэгговских зеркал и двумерных решёток к трёхмерным архитектурам с полной фотонной запрещённой зоной. Крайне важным оказалось понимание того, что локализованные состояния могли возникать не только на границе сред, но и внутри периодической структуры при её намеренном нарушении. Это обстоятельство напрямую связывает

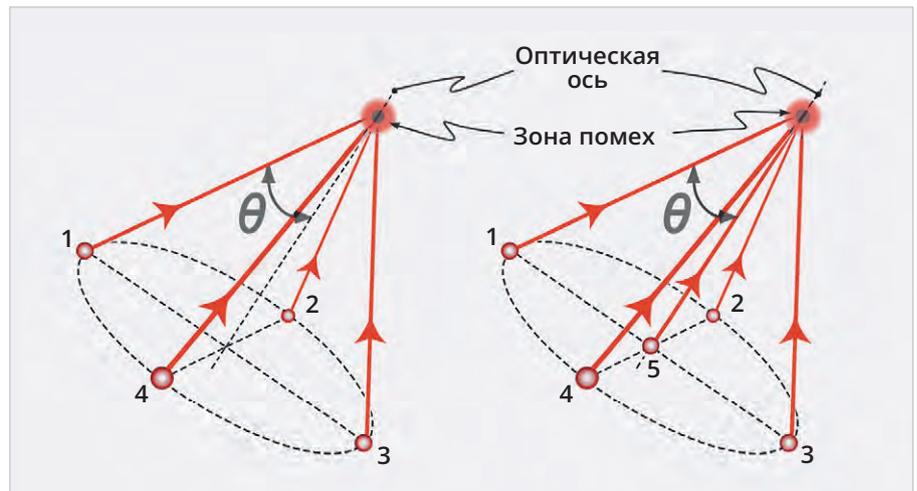


Рис. 9. Структурная схема голографической записи с использованием четырёх и пяти лазерных лучей в методе Holographic Lithography

идею фотонных кристаллов с исходной работой И.Е. Тамма (1932), где было показано, что обрыв периодичности потенциала порождает поверхностные связанные состояния.

С точки зрения преемственности российских научных школ нескольких поколений чрезвычайно важно показать, как идеи Игоря Тамма развивали его ученики, а их ученики, в свою очередь, делали совершенно неожиданные открытия, продолжая исследования в этой области. Поэтому в этой статье не были рассмотрены оптические состояния Тамма (ОСТ) и плазмон-поляритоны Тамма (ППТ). Поскольку приоритет открытия этих явлений целиком принадлежит российским учёным, целесообразно посвятить им более подробную отдельную статью в одном из следующих номеров журнала.

Литература

1. *Tamm I.E.* On the possible bound states of electrons on a crystal surface. *Zeitschrift für Physik der Sowjetunion*, 1932, 1, 733. URL: https://elib.biblioatom.ru/text/tamm_sobranie-trudov_t1_1975/p216.
2. Блоховская волна. URL: <https://bit.ly/3XaQexU>.
3. The image was generated by AI Claude Sonnet 4.5 based on the text description of the article's author. URL: <https://claude.ai>.
4. *Дависон С., Левин Дж.* Поверхностные (таммовские) состояния. М.: Мир, 1973. URL: https://korobkknig.ru/nauka_i_tehnika1/fizika/poverhnostnyetammovskie-sostoyaniya-57152.html.
5. *Binnig G., Rohrer H.* Scanning tunneling microscopy. *Surface Science*. 1983. Vol. 126, No. 1-3. P. 236–244. DOI: [https://doi.org/10.1016/0039-6028\(83\)90716-1](https://doi.org/10.1016/0039-6028(83)90716-1).
6. Scanning tunneling microscope schematic diagram. URL: https://www.researchgate.net/figure/Scanning-tunneling-microscope-schematic-diagram_fig6_281534044.
7. *Binnig G., Rohrer H.* Nobel Lecture, December 8, 1986. URL: <https://www.nobelprize.org/prizes/physics/1986/summary/>.
8. *Миронов В.Л.* Основы сканирующей зондовой микроскопии. РАН, Нижний Новгород, 2004. URL: <http://nano.nnov.ru/documents/lectures/Mironov/SPM.Book.pdf>.
9. *Physics of Quantum Electron Devices.* W.J. Skocpol. Chapter «Quantum Effects in Quasi-One-Dimensional MOSFETs». pp 367–399. URL: https://link.springer.com/chapter/10.1007/978-3-642-74751-9_12.
10. Philip W. Anderson. Absence of Diffusion in Certain Random Lattices. *Physical Review* 109, 1492–1505. URL: <https://journals.aps.org/pr/abstract/10.1103/PhysRev.109.1492>.
11. Fifty years of Anderson localization. Copyright © 2010 by World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd. URL: <https://bit.ly/3JGNeGt>.
12. Scaling Theory of Localization: Absence of Quantum Diffusion in Two Dimensions. E. Abrahams, P.W. Anderson, D.C. Licciardello and T.V. Ramakrishnan. *Phys. Rev. Lett.* 42, 673. 1979. URL: <https://journals.aps.org/prl/abstract/10.1103/PhysRevLett.42.673>.
13. *Bykov V.P.* Spontaneous Emission in a Periodic Structure. *SOVIET PHYSICS JETP*, v 35, p 269–273, 1972.

- URL: http://www.jetp.ras.ru/cgi-bin/dn/e_035_02_0269.pdf.
14. Гинзбург В.Л. Поверхностные электромагнитные волны. Успехи физических наук. 1959. Т. 68, № 4. С. 411–448. URL: <https://doi.org/10.3367/UFNr.0068.195904b.0411>.
 15. Алфёров Ж.И., Крёмер Г. Полупроводниковые гетероструктуры // Успехи физических наук. 2001. Т. 171. № 8. С. 879–892. URL: <https://doi.org/10.3367/UFNr.0171.200108d.0879>.
 16. Творец и лидер. Николай Геннадиевич Басов // Журнал радиоэлектроники. 2023. № 2. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/feb23/1/abstract.html>.
 17. Иванов А.Л., Келдыш Л.В. Поверхностные экситоны // ЖЭТФ. 1978. Т. 74. № 3. С. 861–873. URL: <http://jetp.ras.ru/cgi-bin/e/index/e/47/3/p431?a=list>.
 18. Алексеев В. Открытие квантовых точек и разработка технологии их массового производства. Часть 1. Полупроводниковые наноматериалы с эффектом запрета перемещения зарядов по определённым направлениям // Современная электроника. 2024. № 2. URL: www.soel.ru.
 19. Hikami S., Larkin A.I., Nagaoka Y. Spin-Orbit Interaction and Magnetoresistance in the Two Dimensional Random System. Prog. Theor. Phys. Vol. 63, No. 2, February 1980. URL: <https://academic.oup.com/ptp/article/63/2/707/1888502>.
 20. Bishop D.J., Dynes R.C. Anisotropy in weakly localized electronic transport: A parameter-free test of the scaling theory of localization. Physical Review, b-30, 3539. 1984. URL: <https://doi.org/10.1103/PhysRevB.30.3539>.
 21. Vollhardt D., Wölfle P. Scaling Equations from a Self-Consistent Theory of Anderson Localization. Phys. Rev. Lett. 48, 699. 1982. URL: <https://journals.aps.org/prl/abstract/10.1103/PhysRevLett.48.699>.
 22. John S. Electromagnetic absorption in a disordered medium near a photon mobility edge. Physical Review Letters. Vol. 53 (1984), pp. 2169. URL: <https://journals.aps.org/prl/abstract/10.1103/PhysRevLett.53.2169>.
 23. John S. Strong localization of photons in certain disordered dielectric superlattices. Physical Review Letters. 1987. Vol. 58, No. 23. P. 2486–2489. URL: https://www.physics.utoronto.ca/~john/john/p2486_1.pdf.
 24. Yablonovitch E., Bhat R., Harbison J.P., Logan R.A. Survey of Defect-Mediated Recombination Lifetimes in GaAs Epilayers Grown by Different Methods. Applied Physics Letters, 1987, Vol. 50, No. 17, pp. 1197–1199. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.97909>.
 25. Yablonovitch E. Inhibited Spontaneous Emission in Solid-State Physics and Electronics // Physical Review Letters. 1987. Vol. 58, No. 20. P. 2059–2062. DOI: <https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.58.2059>.
 26. Lindley D. The Birth of Photonic Crystals. Physics 6, 94, Landmarks, 2013 URL: <https://physics.aps.org/articles/v6/94>.
 27. Slow-Light Enhanced Liquid and Gas Sensing using 2D Photonic Crystal Line Waveguides – A Review. Anuj Singhal, Igor Paprotny. IEEE SENSORS JOURNAL. URL: https://www.researchgate.net/figure/Types-of-PhCs-a-1D-PhC-with-stack-of-varying-dielectric-materials-b-2D-PhC-with_fig2_363822106.
 28. Bouzidi A. et al. A tiny gas-sensor system based on 1D photonic crystal. Journal of Physics D: Applied Physics, 2015, vol. 48, no. 49, p. 495102. URL: <https://iopscience.iop.org/article/10.1088/0022-3727/48/49/495102>.
 29. Yablonovitch E., Gmitter T. Photonic band structure: The face-centered-cubic case. Phys. Rev. Lett., v. 63, p. 1950. 1989. URL: <https://journals.aps.org/prl/abstract/10.1103/PhysRevLett.63.1950>.
 30. Ho K.M., Chan C.T., Soukoulis C.M. Existence of a photonic gap in periodic dielectric structures. Physical Review Letters, Vol. 65, No. 25, pp. 3152–3155 (1990). DOI: 10.1103/PhysRevLett.65.3152 <https://pubmed.ncbi.nlm.nih.gov/10042794/>.
 31. Yablonovitch E., Gmitter J., Leung K.M. Photonic Band Structure: The face-centered-cubic case employing nonspherical atoms, Physical Review Letters, v. 67, no. 17, pp. 2295–2298, 1991. URL: <https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.67.2295>.
 32. Ho K.M., Chan C.T., Soukoulis C.M., Biswas R., Sigalas M. Photonic band gaps in three dimensions: New layer-by-layer periodic structures. Solid State Commun. 1994, 89, 413–416. URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/abs/pii/003810989490202X>.
 33. Lin S.Y., Fleming J.G. et al. A three-dimensional photonic crystal operating at infrared wavelengths. Nature volume 394, pages 251–253 (1998). URL: <https://www.nature.com/articles/28343>.
 34. Xu Zheng et al. Cavity Design in Woodpile Based 3D Photonic Crystals Appl. Sci. 2018, 8(7), 1087; URL: <https://doi.org/10.3390/app8071087>.
 35. Toader O., John S. Proposed square spiral microfabrication architecture for large three-dimensional photonic band gap crystals // Science. 2001. Vol. 292, No. 5519. P. 1133–1135.
 36. Photonic Crystal Fabrication. URL: https://nano-ops.com/app/uploads/2018/06/encyclopedia2011woldering_photoniccrystal fabrication-3.pdf.
 37. Samiran Bairagi et al. Glancing Angle Deposition and Growth Mechanism of Inclined AlN Nanostructures. MDPI, Coatings, 10(8), 768; 2020. URL: <https://doi.org/10.3390/coatings10080768>.
 38. Toader O., John S. Square spiral photonic crystals: robust architecture for microfabrication of materials with large three-dimensional photonic band gaps // Physical Review E. 2002. Vol. 66, No. 1. P. 016610. URL: <https://journals.aps.org/pre/abstract/10.1103/PhysRevE.66.016610>.
 39. Kennedy S.R., Brett M.J., Miguez H., Toader O., John S. Optical properties of a three-dimensional silicon square spiral photonic crystal // Photonics and Nanostructures – Fundamentals and Applications. 2003. Vol. 1, No. 1. P. 37–42. URL: <https://doi.org/10.1016/j.photonics.2003.10.001>.
 40. Berger V., Gauthier-Lafaye O. & Costard E. (1997). Photonic band gaps and holography. Journal of Applied Physics, 82(1), 60–64. URL: <https://doi.org/10.1063/1.365849>.
 41. Toshiaki Kondo et al. Fabrication of three-dimensional periodic microstructures in photoresist SU-8 by phasecontrolled holographic lithography. New J. Phys. 8 250. 2006. URL: <https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1367-2630/8/10/250/pdf>.
 42. Campbell M., Sharp D., Harrison M., Denning R.G. & Turberfield A.J. (2000). Fabrication of photonic crystals for the visible spectrum by holographic lithography. Nature, 404(6773), 53–56. URL: <https://doi.org/10.1038/35003523>.
 43. Toader O., Chan T.Y.M., John S. Photonic band gap architectures for holographic lithography // Physical Review Letters. 2004. Vol. 92, No. 4. P. 043905. URL: <https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.92.043905>.
 44. Шабанов В.Ф., Ветров С.Я., Шабанов А.В. Оптика реальных фотонных кристаллов. Издательство СО РАН, 2005. URL: <http://kirensky.ru/zdoc/PhotCry.pdf>.



ВОПРОСЫ ТЕОРИИ

№7 / стр. 39 **Примеры измерения импульсной компоненты электромагнитного поля ОНЧ-диапазона на фоне сейсмической активности** АЛЕКСЕЙ ГАЛАХОВ

ИНЖЕНЕРНЫЕ РЕШЕНИЯ

№1 / стр. 22 **Недорогой двухканальный преобразователь несимметричного (однотактного) сигнала в симметричный (дифференциальный) на базе ИУ INA2128 и двух ОУ OP2177 и ADA4522-2**
АЛЕКСЕЙ КУЗЬМИНОВ

№1 / стр. 28 **Переключатели ёлочных гирлянд на основе ИМС стандартной логики** АЛЕКСАНДР ОДИНЕЦ

№1 / стр. 35 **Измерительный преобразователь переменного напряжения в постоянное** ЕВГЕНИЙ КОЛЕСНИКОВ

№1 / стр. 38 **Автономная охранная сигнализация на микроконтроллере AVR** СЕРГЕЙ ШИШКИН

№2 / стр. 46 **Магнитотерапевтическая установка на базе промышленного программируемого реле**
СЕРГЕЙ ШИШКИН

№2 / стр. 52 **Интеллектуальное освещение** ОЛЕГ ВАЛЬПА

№3 / стр. 21 **Программная реализация импульсной модуляции сигналов регулирования** ОЛЕГ ВАЛЬПА

№3 / стр. 24 **Мигающие сигнализаторы для охранных систем** АЛЕКСАНДР ОДИНЕЦ

№3 / стр. 28 **Позиционирование датчиков температуры интерфейса 1wire сканированием индуктивно-ёмкостных параметров линии** АНДРЕЙ ШАБРОНОВ

№3 / стр. 34 **Система пожарной и охранной сигнализации для производственных помещений на базе программируемого реле PR100 и панели ИПП120** СЕРГЕЙ ШИШКИН

№3 / стр. 42 **Система мониторинга микроклимата** ОЛЕГ ВАЛЬПА

№3 / стр. 46 **Контроллер мониторинга электропроводки в помещении** ВАЛЕРИЙ ЖИЖИН

№4 / стр. 38 **Электропитание IoT-устройств: проблемы и перспективы** ВАЛЕРИЙ ЖИЖИН

№4 / стр. 44 **Автоматический дискретный регулятор температуры** ОЛЕГ ВАЛЬПА

№4 / стр. 47 **Сенсорные регуляторы яркости с фазоимпульсным и ШИМ-управлением** АЛЕКСАНДР ОДИНЕЦ

№5 / стр. 4 **Подключение инкрементного энкодера к программируемому реле** СЕРГЕЙ ШИШКИН

№5 / стр. 10 **Мигающие сигнализаторы с низковольтным питанием и акустическим датчиком**
АЛЕКСАНДР ОДИНЕЦ

№5 / стр. 16 **Умная автоматика для дома** ОЛЕГ ВАЛЬПА

№6 / стр. 22 **Двухканальный контроллер светового шнура типа «дюралайт»** АЛЕКСАНДР ОДИНЕЦ

№6 / стр. 26 **Локальная автоматика для тепловентилятора** СЕРГЕЙ ШИШКИН

№7 / стр. 17 **Панель оператора в качестве терминального устройства** ОЛЕГ ВАЛЬПА

№7 / стр. 20 **Автоматы лестничного освещения с акустическим датчиком и функцией таймера**
АЛЕКСАНДР ОДИНЕЦ

- №7 / стр. 26 **Приёмно-контрольный прибор охранно-пожарной сигнализации на базе программируемого реле** СЕРГЕЙ ШИШКИН
- №7 / стр. 34 **Двухканальный усилитель для наушников, подключаемых к телефону, с батарейным питанием** АЛЕКСЕЙ КУЗЬМИНОВ
- №8 / стр. 32 **Умная автоматика для теплицы** ОЛЕГ ВАЛЬПА
- №8 / стр. 36 **Применение готовых решений для реализации трёхпозиционного регулирования** СЕРГЕЙ ШИШКИН
- №8 / стр. 42 **Устройство для автоматического последовательного включения нагрузок во времени в схемах автоматики** СЕРГЕЙ ШИШКИН
- №8 / стр. 49 **Управляемый фазовращатель синусоидального сигнала** ЕВГЕНИЙ КОЛЕСНИКОВ
- №9 / стр. 32 **Новые усовершенствования аудиоусилителя на базе ОУ LM3886, включённого в мостовом режиме работы** АЛЕКСЕЙ КУЗЬМИНОВ
- №9 / стр. 46 **Часы на микроконтроллере для контроля времени в шести часовых поясах** СЕРГЕЙ ШИШКИН

КОМПЕТЕНТНОЕ МНЕНИЕ

- №2 / стр. 28 **Съест ли ИИ квантовый компьютер на обед** ЭДД ГЕНТ

ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ

- №8 / стр. 18 **Настольный цифровой вольтметр 4¹/₂ разряда с ЖК-индикатором** СЕРГЕЙ ГЛИБИН

ПРОЕКТИРОВАНИЕ И МОДЕЛИРОВАНИЕ

- №1 / стр. 4 **Delta Design 4.0. Помощник формирования текстовых правил проектирования топологии печатных плат** АЛЕКСАНДР ЕКЖАНОВ, ДМИТРИЙ СОРОКА, ДМИТРИЙ ТИМАСОВ
- №2 / стр. 22 **Методика рационального выбора видеопередатчика для БПЛА FPV-типа** АЛЕКСАНДР АНАНЬЕВ, НАИЛЬ КУЗИЯРОВ, СЕРГЕЙ ПИЛКИН
- №3 / стр. 4 **Документация в Delta Design 4.0 – это просто!** ОЛЕГ СЫСОЕВ, АНАСТАСИЯ ЧЕКМАНОВА
- №6 / стр. 4 **Обзор САПР SimPCB Lite для расчёта линий передачи и переходных отверстий на печатной плате** ВЯЧЕСЛАВ КУХАРУК, ВИКТОР УХИН
- №6 / стр. 10 **Модель потенциального рассеяния в задаче диагностики слоистых диэлектриков** АЛЕКСАНДР КРЯЧКО
- №6 / стр. 18 **Расчёт волнового сопротивления на печатной плате для интерфейса USB 3.1 в САПР SimPCB Lite** ВЯЧЕСЛАВ КУХАРУК, ВИКТОР УХИН
- №8 / стр. 22 **Частотный анализ дифференциальной линии передачи для интерфейса USB 3.1 в САПР SimPCB Lite** ВИКТОР УХИН, ВЯЧЕСЛАВ КУХАРУК
- №8 / стр. 28 **Аксонметрическая визуализация магнетизма** АНДРЕЙ ШАБРОНОВ
- №9 / стр. 24 **Расчёт электрических параметров линий передачи на печатной плате в Delta Design. Часть 1** ВЯЧЕСЛАВ КУХАРУК, ВИКТОР УХИН

№9 / стр. 28 **«Трассировка пучка треков» – инструмент для творчества** ВАДИМ ГРАЧЁВ, МАКСИМ ЕЛИСЕЕВ,
АЛЕКСАНДР СТАРКОВ, АЛЕКСАНДР ГЛАДКЕВИЧ, ДМИТРИЙ СОРОКА, ДМИТРИЙ ТИМАСОВ

РЫНОК

№1 / стр. 54 **Новинки и перспективы мира электроники. Серийное производство автоматического детектора обнаружения комаров** АНДРЕЙ КАШКАРОВ

№3 / стр. 52 **Магнитотерапевтические установки и комплексы: обзор отечественного рынка и перспективы развития** СЕРГЕЙ ШИШКИН

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

№1 / стр. 43 **Революционные перспективы развития ВСИ, нейросетей и ИИ** АНДРЕЙ ЛАСОРЛА

№2 / стр. 34 **РЭА особого назначения: системы электронного мониторинга подконтрольных лиц (СЭМПЛ)**
УХУМ ИСЫКУЕВ

№3 / стр. 10 **Новые разработки роботизированных приставок-манипуляторов NDT к мультикоптерам для разных сфер применения** ДМИТРИЙ ПУРПУРСЕВИЧ

№3 / стр. 16 **Новые технологии для энергонезависимости и РЭА: опыт Китая** АНДРЕЙ КАШКАРОВ

№4 / стр. 4 **Электронные системы NENS с интерфейсом человек-машина с трибоэлектрическими датчиками T-TENG** АНДРЕЙ КАШКАРОВ

№4 / стр. 20 **Инновационные токопроводящие плёнки с элементами TFT как способ зарядки от теплового и вибрационного датчика QOT для носимых электронных устройств** АНДРЕЙ ЛАСОРЛА

№4 / стр. 28 **Современная электроника и искусственный интеллект. Часть 1. Что такое искусственный интеллект, и что он может** ВИКТОР АЛЕКСЕЕВ

№5 / стр. 20 **Современная электроника и искусственный интеллект. Часть 2. Использование искусственного интеллекта в разработках новых электронных устройств** ВИКТОР АЛЕКСЕЕВ

№5 / стр. 34 **О, чудо: Интернет, который построила BBN** ЭРИК ГИЛЛИАМ

№5 / стр. 50 **Тенденции в области автоматизации и цифровизации в 2025 году** АНДРЕЙ КАШКАРОВ

№6 / стр. 33 **Современная электроника и искусственный интеллект. Часть 3. Новые процессорные модули ведущих производителей для систем искусственного интеллекта** ВИКТОР АЛЕКСЕЕВ

№6 / стр. 48 **Электронные системы геомагнитной навигации и перспективы РЭБ** АНДРЕЙ ДОЕЗЖАЕВ

№7 / стр. 60 **Китайский подвижный электронный нейтрализатор** ВАНО МИЗАНДАРИ

СТРАНИЦЫ ИСТОРИИ

№1 / стр. 14 **Жорес Алфёров – учёный, благодаря которому работает большинство современных полупроводниковых лазеров. Часть 3. Полупроводниковые лазеры на базе квантовых плоскостей и квантовых проволок** ВИКТОР АЛЕКСЕЕВ

№2 / стр. 6 **Жорес Алфёров – учёный, благодаря которому работает большинство современных полупроводниковых лазеров. Часть 4. Полупроводниковые лазеры на базе массивов квантовых точек** ВИКТОР АЛЕКСЕЕВ

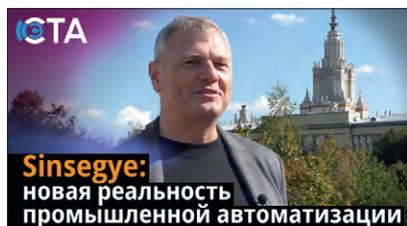
- №2 / стр. 18 **Семён Айзенштейн в истории радио и электроники** АНДРЕЙ КАШКАРОВ
- №6 / стр. 55 **К 130-летию со дня рождения великого советского физика Игоря Евгеньевича Тамма. Анонс статьи** ВИКТОР АЛЕКСЕЕВ
- №7 / стр. 44 **К 130-летию со дня рождения великого советского физика Игоря Евгеньевича Тамма. Часть 1. Пионер квантовой физики: И.Е. Тамм и его вклад в развитие электроники** ВИКТОР АЛЕКСЕЕВ
- №8 / стр. 4 **К 130-летию со дня рождения великого советского физика Игоря Евгеньевича Тамма. Часть 2. Воплощение идей Тамма в современной электронике** ВИКТОР АЛЕКСЕЕВ
- №9 / стр. 50 **К 130-летию со дня рождения великого советского физика Игоря Евгеньевича Тамма. Часть 3. Поверхностные состояния Тамма и фотонные кристаллы** ВИКТОР АЛЕКСЕЕВ

ФОРМУЛА УСПЕХА

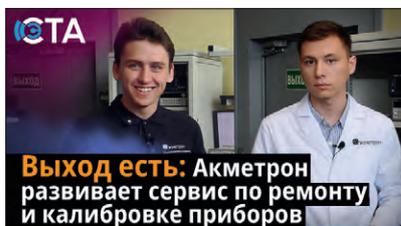
- №1 / стр. 12 **День Бородина** ИНТЕРВЬЮ С ТЕХНИЧЕСКИМ ДИРЕКТОРОМ КОМПАНИИ ГУДВИН МИХАИЛОМ НАГОРСКИМ
- №2 / стр. 4 **Эффективное производство: а что, так можно было?** ЕВГЕНИЙ ЛИПКИН
- №3 / стр. 8 **Kingtech: дисплейные решения на острие современных технологий** АЛЕКСЕЙ КУЗНЕЦОВ

ЭЛЕМЕНТЫ И КОМПОНЕНТЫ

- №4 / стр. 52 **Миниатюрные вертикальные резьбовые соединители с предельной частотой 110 ГГц для соединения с печатными платами 100 000 раз** КИВА ДЖУРИНСКИЙ
- №7 / стр. 4 **Миниатюрные проходные, помехоподавляющие фильтры для микроэлектроники СВЧ. Часть 1. Виды помех, электрические схемы, основные параметры и конструкция фильтров** КИВА ДЖУРИНСКИЙ
- №7 / стр. 10 **Энергоэффективные гибридно-плёночные DC/DC-преобразователи средней мощности для применения в аппаратуре специального назначения** ВИКТОР ЖДАНКИН
- №8 / стр. 52 **Микроконтроллеры: обзор и практика применения. Часть 1** ВАЛЕРИЙ ЖИЖИН
- №8 / стр. 60 **Миниатюрные проходные помехоподавляющие фильтры для микроэлектроники СВЧ. Часть 2. Типы фильтров, их выбор и применение, сравнение зарубежных и отечественных фильтров** КИВА ДЖУРИНСКИЙ
- №9 / стр. 4 **Высокоэффективные радиационно-стойкие DC/DC-преобразователи повышенной мощности на основе нитрид-галлиевых транзисторов** ВИКТОР ЖДАНКИН
- №9 / стр. 14 **Китайские производители соединителей, кабелей и кабельных сборок мм-диапазона. Часть 1. Компания Suzhou Talent Microwave** КИВА ДЖУРИНСКИЙ, АНТОН ОДОЛЕВСКИЙ, АНТОН СЫЧЁВ
- №9 / стр. 20 **Соединители серии СКЦ102 для высокоскоростной передачи информации, работы в радиочастотных трактах, мультиплексорных линиях информационного обмена и подключения питания** СЕРГЕЙ ГАЛИНОВИЧ



Интервью с Иваном Голубцовым –
главой представительства SINSEGYE
в России



Интервью с Николаем Цыганком –
руководителем проектов Сервисного
центра «Акметр»
и Булатом Тугушевым –
пресейл-инженером по СВЧ «Акметр»



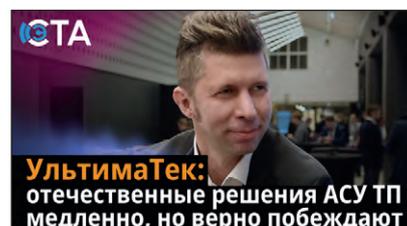
Интервью с Артёмом Слеповым –
инженером-программистом Inmys



Интервью с Кириллом Силкиным
(заместителем генерального директора
«Атомик Софт»)
и Денисом Москвитиным (техническим
директором, главным архитектором
«Атомик Софт»)



Интервью с Владимиром Махилёвым –
руководителем отдела промышленных
проектов «СВД ВС»



Интервью с Андреем Кондратьевым –
заместителем генерального директора
по АСУ ТП «УльтимаТек»

СМОТРИТЕ НА КАНАЛЕ СЭТА



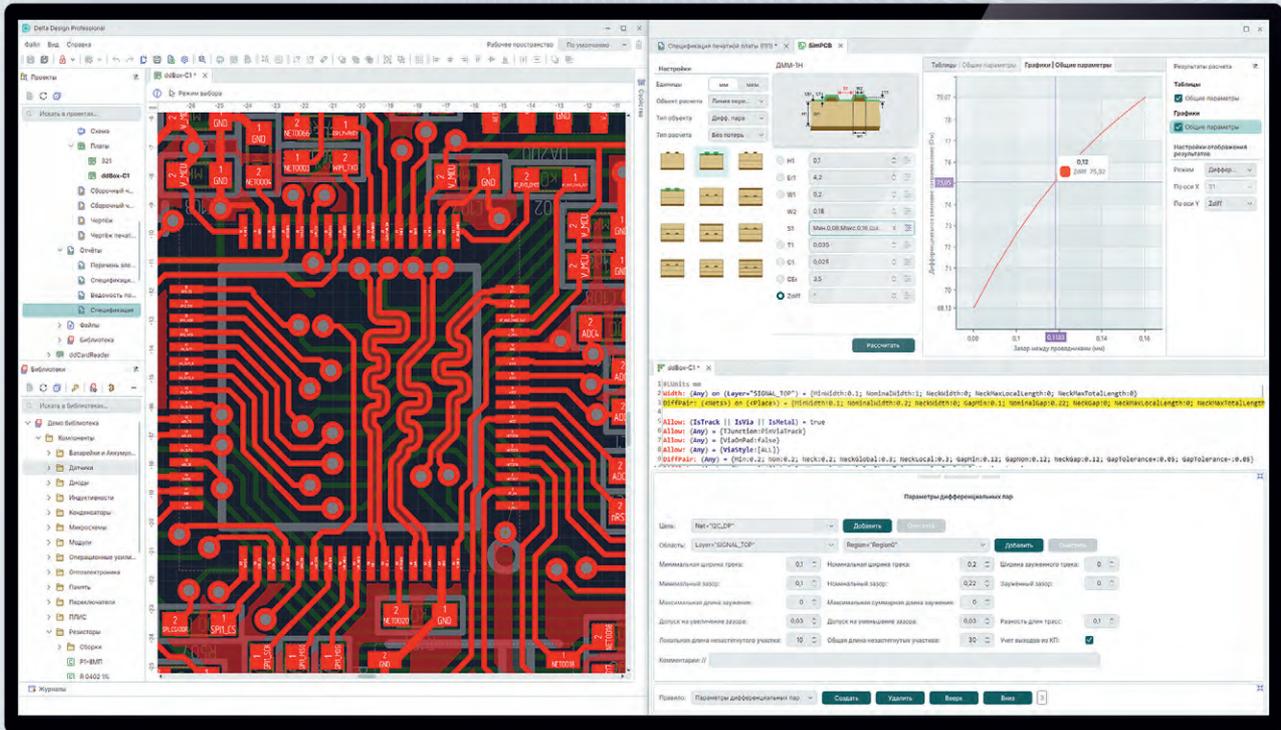
СЛУШАЙТЕ В ПОДКАСТЕ СЭТА





DeltaDesign 4.0

Новая кроссплатформенная версия российской САПР электроники



Поддержка отечественных операционных систем, в том числе Astra Linux



SimPCB – новый модуль анализа целостности сигналов



Многопользовательское редактирование



Поддержка отечественных процессоров «Эльбрус» («Эльбрус Линукс»)



Расширенные возможности подготовки конструкторской документации по ГОСТ



Сервисы для обеспечения коллективной работы

Чтобы получить консультацию по новой версии и внедрить САПР Delta Design на вашем предприятии, обратитесь к специалистам ЭРЕМЕКС