

СОВРЕМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

WWW.CTA.RU

8

2025



Электронная
версия этого
журнала



ИГОРЬ ЕВГЕНЬЕВИЧ ТАММ:
живое наследие

В НОМЕРЕ:

ЛАБОРАТОРИЯ В КАРМАНЕ:
инженерные решения
для автоматизации

НА КОРОТКОЙ ВОЛНЕ:
высокочастотная электроника
в действии

rus-elektronika.ru



ЭЛЕКТРОНИКА РОССИИ

Международная ВЫСТАВКА-ФОРУМ

25|26|27
НОЯБРЯ
2025

МОСКВА
Крокус Экспо



Организатор:



Международная
Выставочная
Компания

Официальная поддержка:



Минпромторг
России

Партнеры:



Консорциум дизайн-центров



**ПОСЕТИТЕ
ВЫСТАВКУ**

**+7 (812) 401 69 55,
electron@mvk.ru**

Реклама



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 рассказ о научном наследии Игоря Евгеньевича Тамма, начатый в предыдущем номере журнала. В первой части статьи (Современная электроника. 2025. № 7) были рассмотрены его фундаментальные труды, ставшие классикой теоретической физики. Сегодня, спустя десятилетия, идеи нашего выдающегося соотечественника воплощаются в реальные электронные технологии. В этом выпуске читайте краткий очерк о быстродействующих электрооптических модуляторах, в основе которых лежит эффект Поккельса (Pockels Effect, PE) – явление, открытое Фридрихом Поккельсом в 1893 году и теоретически обоснованное И.Е. Таммом и Л.И. Мандельштамом в 1924 году. Их работа по-прежнему остаётся актуальной для современной фотоники и оптоэлектроники.

Серию обзорных публикаций о новых инструментах САПР SimPCB Lite от компании «ЭРЕМЕКС» продолжает материал, посвящённый частотному анализу дифференциальных линий передачи для интерфейса USB 3.1.

Во второй части статьи о миниатюрных проходных помехоподавляющих фильтрах для СВЧ-микроэлектроники рассматриваются типы фильтров, особенности их выбора и применения, а также приведено сравнение отечественных и зарубежных решений.

Кроме того, в этом номере представлена первая часть обзора, посвящённого современным популярным микроконтроллерам. Особое внимание уделено архитектуре 32-разрядных устройств на ядрах ARM Cortex-M, а также инструментам разработки и отладки программного обеспечения.

Мы рады предложить вам и ряд практически значимых разработок, выполненных нашими авторами. Среди них:

- прецизионный настольный цифровой вольтметр 4½ разряда с ЖК-индикатором;
- аппаратные решения для реализации терморегуляторов с трёхпозиционным управлением;
- система автоматического поддержания температуры и полива растений в теплице по расписанию;
- устройство для последовательного включения нагрузок во времени с применением промышленных реле;
- управляемый фазовращатель синусоидального сигнала с плавным сдвигом фазы на 360°.

Читайте новости и свежие публикации на нашем информационном портале www.cta.ru, подписывайтесь на наши каналы в Telegram, ВКонтакте, RuTube, YouTube и Дзене, чтобы оставаться в курсе современных технологий.

Благодарим вас за доверие и внимание. Читайте с удовольствием, вдохновляйтесь идеями 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 I/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 Вздан.

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.

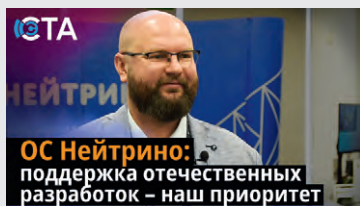
© СТА-ПРЕСС, 2025

Мы в соцсетях



РЕКЛАМОДАТЕЛИ

ПРОТЕХ	64
ПТА	4-я стр. обл.
Элеконд	31
Электроника России	2-я стр. обл.
Эркон	45



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

Нейтрино-2024: Российская ОС реального времени для сложных задач пром-автоматизации и не только

Для инженеров, разработчиков и руководителей, занятых в импортозамещении электроники и ПО, это интервью – must-read. Руководитель отдела промышленных проектов СВД ВС Владимир Махилёв детально разбирает текущее состояние и будущее операционной системы «Нейтрино».

Ключевые темы интервью:

Поддержка отечественного железа: Полный спектр российских процессорных архитектур (Эльбрус, МЦСТ, Multicore, MIPS, Скиф, НИИСИ РАН) и популярных зарубежных решений (Rockchip).

Прорыв в работе с ИИ: Планы по использованию NPU для ускорения нейросетей и практические инструменты уже сегодня – платформа «Синаптика» и штатный пакет мониторинга.

Сформированная экосистема ПЛК: Обзор российских средств разработки (Polygon, Arma PLC, Master SCADA) и аппаратных платформ, готовых к работе с «Нейтрино».

Дорожная карта развития: Приоритеты на будущее – от поддержки новых платформ (RK3588) до соответствия строгим требованиям ФСТЭК по безопасности.

Если вы ищете надёжную, перспективную и полностью российскую ОС для своих проектов – это интервью даст вам все ответы.



СТРАНИЦЫ ИСТОРИИ

- 4 К 130-летию со дня рождения великого советского физика Игоря Евгеньевича Тамма. Часть 2. Воплощение идей Тамма в современной электронике**

Виктор Алексеев

ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ

- 18 Настольный цифровой вольтметр 4½ разряда с ЖК-индикатором**

Сергей Глибин

ПРОЕКТИРОВАНИЕ И МОДЕЛИРОВАНИЕ

- 22 Частотный анализ дифференциальной линии передачи для интерфейса USB 3.1 в САПР SimPCB Lite**

Виктор Ухин, Вячеслав Кухарук

- 28 Аксонометрическая визуализация магнетизма**

Андрей Шабронов

ИНЖЕНЕРНЫЕ РЕШЕНИЯ

- 32 Умная автоматика для теплицы**

Олег Вальпа

- 36 Применение готовых решений для реализации трёхпозиционного регулирования**

Сергей Шишкин

- 42 Устройство для автоматического последовательного включения нагрузок во времени в схемах автоматики**

Сергей Шишкин

- 49 Управляемый фазовращатель синусоидального сигнала**

Евгений Колесников

ЭЛЕМЕНТЫ И КОМПОНЕНТЫ

- 52 Микроконтроллеры: обзор и практика применения. Часть 1**

Валерий Жижин

- 60 Миниатюрные проходные помехоподавляющие фильтры для микроэлектроники СВЧ. Часть 2. Типы фильтров, их выбор и применение, сравнение зарубежных и отечественных фильтров**

Кива Джуринский

К 130-летию со дня рождения великого советского физика Игоря Евгеньевича Тамма.

Часть 2. Воплощение идей Тамма в современной электронике

Виктор Алексеев

В первой части статьи (Современная электроника. 2025. № 7) были рассмотрены основные работы Игоря Евгеньевича Тамма, ставшие со временем классикой теоретической физики. Сегодня, спустя сто лет, теоретические разработки Игоря Тамма воплощаются в реальные современные электронные устройства. В этой части кратко описаны некоторые современные быстродействующие электрооптические модуляторы (EOM, TFLN, HW MZM, IQ MZM, SOH MZM), в основе которых лежит эффект изменения коэффициента преломления в некоторых оптических средах при наложении внешнего электрического поля. Этот эффект, обнаруженный Фридрихом Погкельсом в 1893 году, позднее получил его имя (Pockels Effect – PE). Тамм и Манделъштам в 1924 году дали строгое теоретическое обоснование этих явлений, которое остаётся актуальным и в настоящее время.

1. Электрооптические модуляторы на основе анизотропных кристаллов и тонких плёнок

В работах И.Е. Тамма и Л.И. Манделъштама по оптическим свойствам анизотропных кристаллов были предложены уравнения электродинамики, которые стали фундаментом для разработки электрооптических модуляторов ЭОМ (Electro-Optic Modulators).

Основной принцип действия современных ЭОМ основан на эффекте изменения показателя преломления кристалла под действием электрического поля, описанным Таммом в 1924 году [1].

Детально эта работа рассмотрена в первой части статьи. Тамм и Манделъштам, в частности, показали, что внешнее напряжение, приложенное к некоторым анизотропным нелиней-

ным кристаллам, вызывает изменение показателя преломления « n ».

Необходимо особо подчеркнуть, что уравнения электродинамики Тамма – Манделъштама описывают общие принципы взаимодействия электромагнитного поля с анизотропной средой. Эти уравнения универсальны и применимы к любым анизотропным средам, включая: неорганические кристаллы (LiNbO_3 , BaTiO_3); органические кристаллы; поляризованные органические полимеры с ориентированными хромофорами.

В этой статье автору хотелось бы обратить внимание на то, каким образом теоретические основы, заложенные Таммом и Манделъштамом почти столетие назад, продолжают находить практическое применение в современных высокотехнологичных устройствах; при этом, следуя манере объяснения сложных физических явлений, которую использовал Игорь Тамм, опираясь на простые структурные рисунки, избегая доскональных принципиальных схем.

Свет как электромагнитная волна характеризуется тремя взаимно перпендикулярными векторами: направления распространения ($\mathbf{k}$), электрического поля ($\mathbf{E}$) и магнитного поля ($\mathbf{H}$). Линейно поляризованный свет отличается тем, что вектор электрического поля $\mathbf{E}$ колеблется в одной плоскости с неизменной ориентацией (рис. 1) [2].

Если световой пучок направлен вдоль оптической оси кристалла, то без приложенного электрического напряжения плоскость поляризации света после прохождения его через кристалл сохраняет своё положение в пространстве.

Если на кристалл, не обладающий центром симметрии, подать электрическое напряжение, то его внутренняя структура деформируется, что приводит к изменению оптических

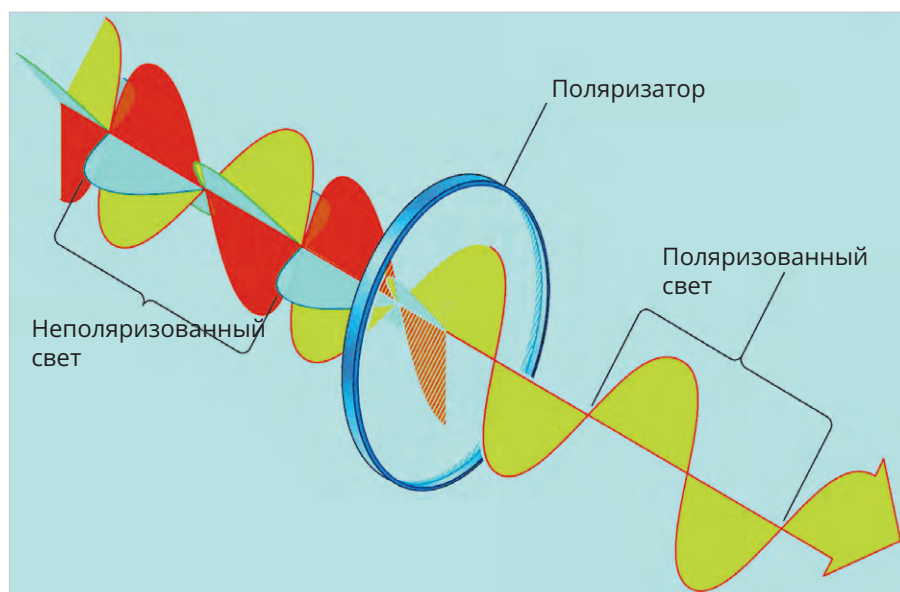


Рис. 1. В поляризованном световом луче вектор электрического поля во всех точках волны направлен вдоль одной и той же прямой



Рис. 2. Структурная схема электрооптического амплитудного модулятора с двумя поляризаторами и ячейками Поккельса (PC)

свойств материала, то есть показателя преломления. Этот эффект, обнаруженный Фридрихом Поккельсом в 1893 году, позднее получил его имя (Pockels Effect – PE).

Поккельс экспериментально обнаружил и описал ярко выраженные изменения оптических свойств кристаллов под действием электрического поля. Тамм и Манделъштам в 1924 году дали строгое теоретическое обоснование этих явлений в рамках теории относительности и электродинамики сплошных сред. Их вклад заключался в создании универсальной теоретической базы для понимания электрооптических эффектов в анизотропных средах.

Универсальность и актуальность уравнений Тамма-Манделъштама особенно ярко проявляется при анализе конкретных электрооптических эффектов. Классическим примером служит эффект Поккельса, который хотя и был экспериментально обнаружен ещё в начале XX века, получил полное теоретическое обоснование именно благодаря работам советских физиков. Основным элементом современных электрооптических модуляторов является нелинейный анизотропный кристалл, содержащий электроды для подачи внешнего напряжения. Для простоты такую конструкцию принято называть «ячейкой Поккельса» (Pockels Cell – PC).

Простейшим типом ЭОМ является фазовый электрооптический модулятор ЭОФМ, содержащий только одну ячейку PC.

При изменении показателя преломления под действием внешнего поля также изменяется скорость прохождения света через кристалл, что приводит к изменению фазы. Кроме того, фазовая задержка зависит от направления поляризации, типа и ориентации нелинейного кристалла, а также

от направления приложенного электрического поля [3].

В зависимости от типа и ориентации нелинейного кристалла, а также от направления приложенного электрического поля фазовая задержка может быть обусловлена направлением поляризации. Таким образом, ячейку PC можно рассматривать как управляемую напряжением волновую пластинку, и её можно использовать для модуляции состояния поляризации. При линейной входной поляризации (часто ориентированной под углом 45° к осям кристалла) выходная поляризация, как правило, будет эллиптической, а не просто линейной поляризацией с поворнутом направлением. Электрооптические фазовые модуляторы (ЭОФМ) применяются в сложных оптических системах, таких как: высокоточные лазерные интерферометры; устройства квантовой криптографии и распределения ключей; блоки стабилизации частоты лазеров; волоконно-оптические гироскопы и кольцевые лазерные гироскопы для навигации; другие устройства радиотехники.

Ячейки PC могут использоваться для амплитудной модуляции в сочетании с другими оптическими элементами, такими, например, как поляризаторы. На рис. 2 показана структурная схема подобного электрооптического амплитудного модулятора.

ЭОАМ, показанный на рис. 2, представляет собой конструкцию из двух согласованных ячеек PC на базе кристаллов ниобата лития, размещённых между линейными поляризаторами.

Поляризаторы пропускают только колебания, параллельные плоскости поляризации, и полностью задерживают ортогональные колебания. Если пропустить через такой прибор пучок света, то на выходе он будет линейно поляризованным. При вращении

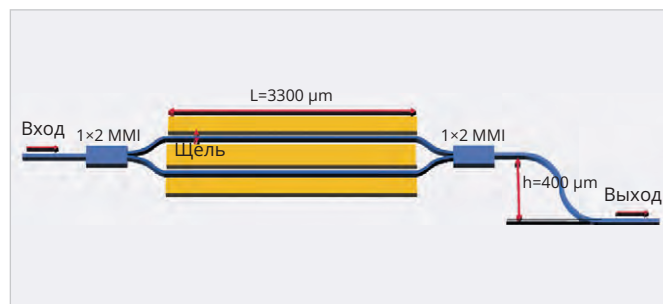


Рис. 3. Структурная схема модулятора на базе TFLN с интегрированным поляризатором поперечной электрической моды

вокруг направления луча интенсивность выходящего света будет изменяться от максимального до минимального значения. При изменении напряжения, подаваемого на кристалл модулятора, можно практически реализовать 100% модуляцию светового потока.

В целом электрооптический амплитудный модулятор действует как управляемая волновая пластинка (Variable Waveplate) с задержкой, зависящей от приложенного электрического поля.

Если на вход подать неполяризованный свет, то кристалл будет «перемешивать» случайные компоненты, и модуляция будет нестабильной. Первый поляризатор делает входной пучок строго линейно поляризованным (обычно под 45° к осям кристалла). Это обеспечивает предсказуемую работу ячейки.

Если оставить одну ячейку, то при модуляции возникает не только изменение интенсивности, но и «сопутствующий» сдвиг фазы и поворот поляризации, что также приводит к искажениям.

Этот недостаток устраняется с помощью второй ячейки в балансной конфигурации. Ячейки включаются таким образом, что их электрические поля направлены противоположно друг другу. При подаче модулирующего напряжения в одной ячейке показатель преломления увеличивается, а в другой – уменьшается на ту же величину. Это приводит к тому, что фазовые сдвиги в плечах модулятора имеют противоположные знаки и взаимно компенсируются, оставляя только чистую амплитудную модуляцию без паразитного изменения фазы выходного сигнала.

Второй поляризатор «отбирает» только ту компоненту света, которая меняется под действием электриче-

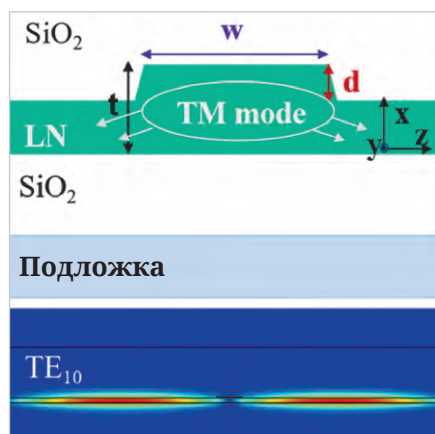


Рис. 4. Структура поперечного сечения поляризатора на основе LNOI, использованного в [13]

ского поля. Когда напряжение равно нулю, свет проходит через него почти без потерь. Когда подано напряжение, фаза и поляризация в ячейках изменяются, и на втором поляризаторе возникает подавление сигнала, вплоть до полной блокировки. Таким образом, реализуется амплитудная модуляция, близкая к 100% [4].

Типичные рабочие параметры современных электрооптических модуляторов варьируются в зависимости от конструкции и назначения. Для ячеек Поккельса на основе ниобата лития характерны управляющие напряжения от единиц до десятков вольт при полуволновом напряжении V_{π} порядка 2–10 В. Частоты модуляции могут достигать от мегагерц для простых амплитудных модуляторов до десятков гигагерц (20–100 ГГц) для высокоскоростных интегральных модуляторов, о которых речь пойдет в следующих разделах.

Современные ЭОМ выпускаются во многих странах мира, в том числе и в РФ [5].

В табл. 1 приведён список пяти наиболее заметных российских производителей электрооптических модуляторов.

В последние годы всё большую популярность получают модуляторы, получившие название ЭОМ Маха-Цендера (MMC). Конструкция такого модулятора базируется на принципе действия интерферометра «Mach-Zehnder Interferometer – MZI».

Модуляторы MZM в основном используют интегрально-оптические схемы на кристалле ниобата лития LiNbO_3 (аббревиатура – LN), содержащую систему канальных оптических волноводов и систему электродов.

Таблица 1. Российские производители ЭОМ

Компания	Тип модуляторов	Особенности	URL
АО «ЛЛС»	Амплитудные и фазовые (LiNbO_3 , 1520–1560 нм)	Интегральные, до 40 ГГц	[6]
«Т8»	BPSK-модулятор 40 Гбит/с, DWDM-компоненты	Первые в РФ лабораторные и коммерческие образцы	[7]
«ТУСУР»	400 Гбит/с на основе эффекта Штарка на тонкоплёночном ниобате лития с нитридом кремния	Интегрируется в 5G/6G, компактные, высокоскоростные системы	[8]
«Сколтех»	Сверхвысокочастотный интегральный ЭОМ	Планарная технология, перспективы до сотен ГГц, для 6G	[9]
ПАО «ПЕРМСКАЯ НП ПРИБОРОСТРОИТЕЛЬНАЯ КОМПАНИЯ»	Сверхвысокочастотный интегральный ЭОМ для конвертации электрического СВЧ-сигнала в оптический в диапазоне от 1,45 до 1,60 мкм	Для магистральных радиодетонных систем	[10]

Упрощённая структурная схема модулятора MZM LN показана на рис. 3.

Разность показателей преломления между LN (~2,2) и SiO_2 (~1,45) позволяет создавать волноводы с сильной локализацией света.

В основе архитектуры схемы (рис. 3) использована классическая модель интерферометра Маха – Цендера (ММЦ).

В этих ЭОМ входное лазерное излучение разделяется на два пути, которые образуют два плеча интерферометра. В настоящее время для разделения на входе и объединения на выходе оптических сигналов применяется так называемый многомодовый интерференционный преобразователь (Multimode Interference Coupler – MMI), который использует интерференцию волн в многомодовом волноводе. Эти устройства обеспечивают более равномерное разделение мощности между плечами, а также расширенную полосу модуляции и снижение погрешностей модуляции.

Волновод одного из плеч изготавливают из кристаллов с сильной зависимостью коэффициента преломления от приложенного напряжения (LN).

С помощью специальных электродов к волноводу подводится модулирующее напряжение, при подаче которого изменяется показатель преломления. Теоретическая электродинамика этого процесса описана в отмеченной выше работе Игоря Тамма. На выходе оба луча смешиваются в один. В результате интерференции образуется выходной сигнал с изменённой фазой.

Более подробно эти вопросы рассмотрены в опубликованном недавно (2025) обзоре [12].

В настоящее время выпускаются различные типы электрооптических модуляторов Маха – Цендера, предназначенных для высокоскоростных оптических приложений. Наиболее интересные типы ЭОМ-модуляторов рассмотрены в следующих разделах.

2. Тонкоплёночные модуляторы на основе ниобата лития

Несмотря на то что ниобат лития (LiNbO_3) обладает большими электрооптическими коэффициентами, широким окном прозрачности и химической стабильностью, ЭОМ на основе объёмных кристаллов LN имеют существенные ограничения. Из таких недостатков можно отметить следующие: большие размеры (сантиметры); высокие управляющие напряжения (десятки вольт); ограниченная интеграция с другими фотонными компонентами и электронными схемами; архитектура, ограничивающая полосу модуляции.

Появление технологии с использованием тонкоплёночного ниобата лития на изоляторе (Thin-Film Lithium Niobate on Insulator – TFLNOI) кардинально изменило ситуацию. Эта технология создаёт структуру, аналогичную кремнию на изоляторе (SOI), но использует монокристаллическую плёнку ниобата лития толщиной несколько сотен нанометров, размещённую на диэлектрической подложке (обычно SiO_2).

По сравнению с ЭОМ на основе объёмных кристаллов ниобата лития модуляторы TFLNOI имеют следующие преимущества:

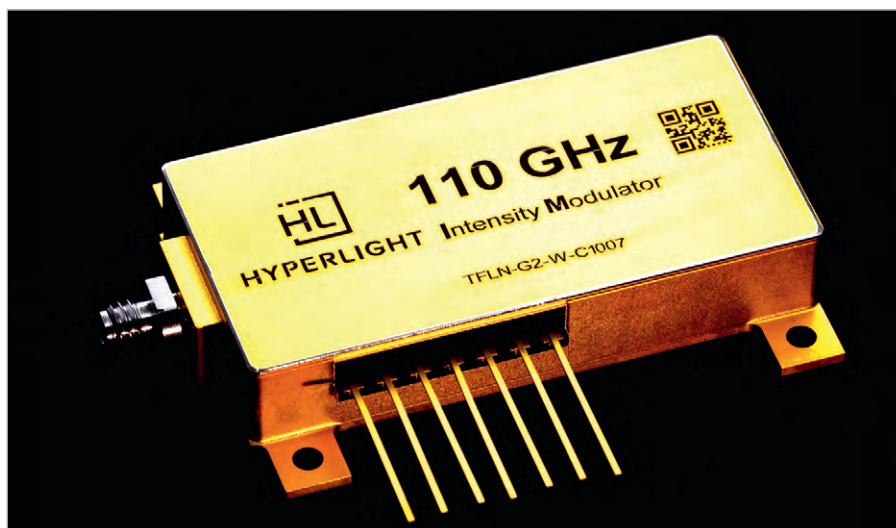


Рис. 5. Первый коммерческий TFLN модулятор «Chiplet™», представленный в марте 2025 года фирмой HyperLight

- размеры устройств уменьшаются с сантиметров до миллиметров или даже микрометров;
- локализация поля позволяет снизить управляющие напряжения до единиц вольт;
- улучшенная электродная архитектура обеспечивает полосы модуляции свыше 100 ГГц;
- совместимость с технологиями кремниевой фотоники открывает путь к сложным интегрированным схемам.

В качестве примера конструкции современных ЭОМ на базе TFLN на рис. 4 показана структура поперечного сечения поляризатора, описанного в одной из последних опубликованных в 2025 году работ [13].

Модулятор в этой работе изготовлен с использованием 4-дюймовой пластины TFLN с х-образным срезом, состоящей из кремниевой подложки толщиной 450 мкм, слоя SiO_2 толщиной 4,7 мкм и линейных нанопроводников толщиной 350 нм.

Как отмечают сами авторы, одна из главных целей разработки новой конструкции модулятора заключалась в увеличении коэффициента экстинкции (Polarization Extinction Ratio – PER), который определяет отношение мощности света в «открытом» состоянии модулятора к мощности в «закрытом» состоянии.

Ключевым нововведением стал интегрированный поляризатор поперечной электрической моды (ТЕ-поляризатор).

Одним из главных источников, вызывающих заметное уменьшение коэффициента экстинкции ER, явля-

ется паразитная поперечная магнитная поляризация (Transverse Magnetic Polarization – TM), которая модулируется иначе, чем полезный сигнал.

Регулируя ширину (w) и глубину (d) волновода, можно добиться одномодового пропускания только TE₀₀ на длине волны 1310 нм. При этом условии мода TE₁₀ находится в области отсечки. Из-за ступенчатого разрыва на стенке ребра, когда мода TM₀₀ наклонно падает на границу гребня, может происходить преобразование мод из TM в TE. Это явление, при котором направляемая мода просачивается в ортогонально поляризованную пластинчатую моду, получившее название «боковое просачивание», приводит к значительным потерям поляризации полезного сигнала.

Устранить этот недостаток удалось с помощью размещения проходного волноводного поляризатора поперечной электрической моды (ППЭМ) непосредственно на чипе.

Принцип работы этого ППЭМ основан на использовании эффекта «утечки» нежелательных мод из волновода. При определённой ширине и глубине волновода мода поперечной магнитной поляризации (ПМП) имеет большой коэффициент утечки в подложку. При этом поперечная электрическая мода (ПЭП) остаётся хорошо локализованной. За счёт использования встроенного поляризатора ППЭМ удалось достигнуть величины коэффициента экстинкции поляризации 38 дБ. Также следует отметить ещё одно нововведение в конструкции модулятора: небольшое смещение между входным и выходным волноводами. Такое сме-

щение позволило уменьшить связь паразитных мод с выходным оптоволоконным, улучшить подавление нежелательного излучения, увеличить значение общего коэффициента ER.

Из уникальных параметров своего модулятора авторы отметили:

- общий ER – 41 дБ;
- поляризационный коэффициент экстинкции PER интегрированного поляризатора – 38 дБ;
- полуволновое напряжение – (V_{π}): 7,9 В при длине модулирующего плеча 3,3 мм;
- произведение напряжение×длина – 2,6 В·см (показатель эффективности модуляции).

В настоящее время модуляторы TFLN являются наиболее популярными. В качестве базовой идеи используются конструкции MZM, показанные на рис. 3, 4. Характерно, что в последних публикациях 2024–2025 годов основные различия наблюдаются в материалах, технологиях и специфических отличиях, обусловленных специальными приложениями. Так, в работе [14] описан модулятор TFLN MZM, изготовленный на 8-дюймовой кремниевой подложке. Это заметное инновационное технологическое решение, поскольку прежде такие модуляторы изготавливались в основном на пластинах размером 4,6 дюйма. Модулятор, описанный в этой работе, показал потери на кристалле менее 1 дБ и потери в волноводе менее 0,5 дБ/см. Полуволновое произведение напряжения на длину ($V_{\pi} \cdot L$) составляло 3,12 В·см в С-диапазоне. При этом соответствующая полоса пропускания электрооптического отклика по уровню 3 дБ не превышала 67 ГГц.

Технологические аспекты изготовления TFLN-модуляторов рассмотрены в статье [15]. В частности, было показано, что релаксацию электрооптического тока можно замедлить более чем в сто раз с помощью управления интерфейсом LN–металл и последующего отжига. Такое изменение обеспечивает прогресс в достижении стабильного на протяжении всего срока службы электрооптического тока. Кроме того, надёжное электрооптическое напряжение позволяет применять TFLN-устройства в областях, где критически важны перекрёстные помехи, мощность и ширина полосы тока смещения: таких, например, как квантовые устройства, высокоплотная интегральная фотоника и системы связи.

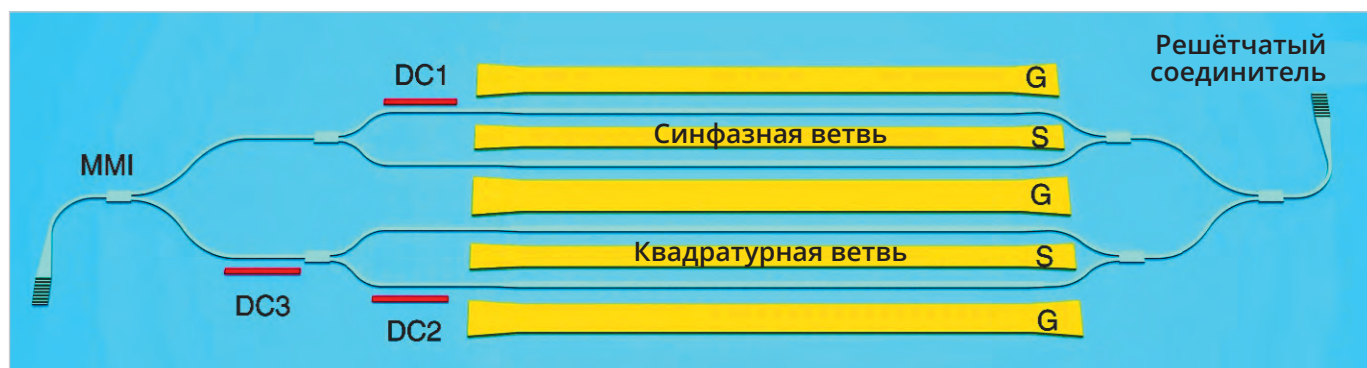


Рис. 6. Схема синфазно-квадратурного модулятора Маха – Цендера (IQ FMLN MZM):

- G, S, G – электроды для модулирующего сигнала (Ground–Signal–Ground);
- DC1, DC2, DC3 – термооптические фазовращатели – оптические делители/сумматоры;
- In-Phase Branch – синфазная ветвь

Наибольший интерес в этой категории ЭОМ вызвал первый коммерческий TFLN, модулятор «Chiplet™», представленный в марте 2025 года американской фирмой HyperLight [16]. Эта модель, оснащённая стандартными оптоволоконными и микроволновыми разъёмами, имеет полосу 110 ГГц при низких значениях V_{π} , всего 1,4 В (рис. 5).

Это первое в отрасли коммерческое устройство значительно расширяет возможности электрооптической модуляции для критически важных приложений, включая тестирование со скоростью 400 Гбит/с на линию, калибровку фотодиодов с частотой более 100 ГГц, высокочастотные системы передачи радиосигнала по оптоволокну и ряд других передовых технологий.

Сочетая сверхнизкое V_{π} с минимальными вносимыми потерями и широким диапазоном длин волн в оптических диапазонах О, С и L, устройство легко интегрируется с генераторами сигналов произвольной формы со скоростью передачи данных более 200 Гбод. Его производительность существенно упрощает высокоскоростные испытательные установки, снижая или полностью устраняя необходимость во внешнем усилителе ВЧ-сигнала.

Расширяя свой ассортимент продукции, HyperLight одновременно представила первый в отрасли IQ-модулятор с частотой 110 ГГц, предназначенный для когерентного тестирования на скоростях выше 240 Гбод, а также усовершенствованный однополосный модулятор с частотой 110 ГГц и выше, охватывающий диапазоны С, L и О. Эти новые модели дополняют обширное семей-

ство TFLN-модуляторов HyperLight, включающее модуляторы интенсивности с частотой 65 ГГц, субвольтовые V_{π} -модуляторы, фазовые модуляторы с частотой 110 ГГц и модуляторы со сверхнизким V_{π} с частотой 40 ГГц, предлагая комплексные решения, адаптированные к различным отраслевым требованиям [17].

Новинку высоко оценили потенциальные покупатели, такие, например, как мировой лидер в производстве сверхбыстрых оптических приборов и оборудования – компания Thorlabs [18].

Необходимо отметить, что все приведённые выше краткие описания реальных конструкций ЭОМ являются амплитудно-фазовыми модуляторами. Поэтому они могут быть использованы только в простых устройствах стандарта ОКК, где с помощью лазера и модулятора передаётся оптическая символическая информация на уровне «сильный свет» или «слабый свет», аналогично «ноль/единица» в простых устройствах цифровой электроники. Проблема заключается в том, что в одном символе передаётся слишком мало информации. Кроме того, в таких устройствах очень слабая помехоустойчивость на больших скоростях.

В когерентных устройствах нового поколения оптических систем передачи данных для кодировки информации задействованы амплитуда, фаза и поляризация световой волны. Иными словами, оптический сигнал анализируется как «полный комплексный вектор», а не как «сильный/слабый свет». При этом для повышения эффективности передачи данных используется синфазно-квадратурная (IQ) модуляция. Оптический сигнал разделяется на две ортогональные компоненты: I (синфазную) и Q (квадратурную,

сдвинутую на 90°). Это позволяет кодировать несколько бит в одном символе: QPSK – 2 бита, 16-QAM – 4 бита, 64-QAM – 6 бит и т.д.

Применительно к оптике схема передачи данных реализуется следующим образом. На передающей стороне находится IQ-модулятор (рис. 4). Одна ветвь модулятора управляет компонентой I, а другая ветвь – компонентой Q. Фазовращатель устанавливает разность фаз в 90°.

На приёмной стороне с помощью «эталонного лазера» выделяют I и Q составляющие, а затем информация обрабатывается с помощью цифрового DSP (как в SDR-радио).

Для работы в современных когерентных системах передачи данных были разработаны специальные типы IQ-модуляторов. В качестве примера на рис. 6 показана схема синфазно-квадратурного модулятора Маха – Цендера (IQ FMLN MZM), базовая часть которой стала общепринятой для данного типа [19].

Главное отличие от классического однобитового варианта заключается в том, что вместо одного модулятора Маха – Цендера здесь используются два вложенных MZM, объединённых по схеме «I+Q». Каждый MZM управляет своим компонентом оптической волны: синфазная составляющая (I-ветвь); квадратурная (Q-ветвь, сдвинутая на 90°).

В схеме на рис. 6 входные оптические делители (MMI) разделяют свет на два потока, поступающие затем на два модулятора TFLN MZM, которые управляют компонентами I и Q. Управление фазой реализуется через электрооптический эффект (ЕО) в LiNbO_3 по описанной выше схеме для однобитового модулятора.

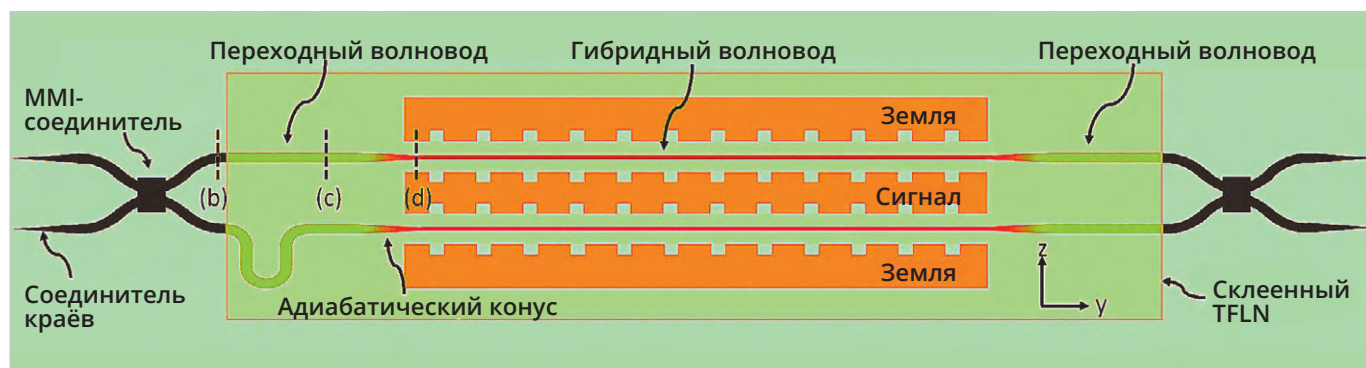


Рис. 7. Структурная схема гибридного кремний-ниобат лития модулятора Маха – Цендера (вид сверху):

- многомодовый интерференционный ответвитель (MMI);
- волокно-чиповый ответвитель (Edge Coupler);
- переходный волновод (Transition Waveguide);
- адиабатический конусный переходный волновод (Adiabatic Taper);
- гибридный фазосдвигающий элемент (Hybrid Waveguide);
- металлические контакты (Ground, Signal)

Термооптические фазовращатели DC1 и DC2 устанавливают рабочие точки обоих МЗМ. Третий фазовращатель DC3 задаёт разность фаз $\pi/2$ между ветвями I и Q, реализуя квадратурную модуляцию.

Выходной MMI-сумматор складывает ветви и формирует модулированный по фазе, амплитуде и поляризации окончательный сигнал.

Ценность этой работы заключается в том, что авторы предложили реальный рабочий вариант IQ-модулятора с очень хорошими характеристиками: $V_{\pi L} \approx 2,3$ В·см; широкая полоса передачи радиосигналов > 67 ГГц; низкие оптические потери $\sim 1,5\text{--}1,8$ дБ на чипе.

Практические эксперименты по передаче данных с использованием многобитной модуляции продемонстрировали возможность работы по этой схеме с символическими скоростями 110 Гбит (QPSK) и 80 Гбит (16-QAM). Эти цифры, означающие количество изменений одного или нескольких информационных параметров несущего сигнала в секунду, соответствуют эквивалентной скорости передачи данных 220 Гбит/с и 320 Гбит. Это происходит потому, что QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), например, кодирует 2 бита информации на каждый символ, удваивая эффективную скорость передачи данных.

Кроме того, DSP в приёмнике может компенсировать хроматическую дисперсию, поляризационные искажения и фазовый шум.

В целом эта работа показала, что интегральный TFLN способен заменить дискретные «классические» LN-модуляторы в когерентных IQ-системах, обеспечивая

при этом рекордные показатели. Предложенная структурная схема стала своего рода стандартом IQ-модуляторов.

Технологии TFLN имеют свои недостатки, сдерживающие дальнейшее развитие ЭОМ. Прежде всего, это технологические сложности изготовления. При попытках массового изготовления выяснилось, что возникают проблемы, связанные с недостаточной механической надёжностью, большими оптическими потерями, а также трудностями прямого травления. Кроме того, используемый процесс «объёмного склеивания» достаточно дорог и сложно масштабируем.

Все эти недостатки вынуждают искать новые технологические и конструктивные решения, такие как отказ от «прямого травления», вызывающего сильный наклон боковых стенок, или методы формирования воздушных траншей в кремниевой подложке под активной областью модулятора.

Необходимо также подчеркнуть, что отмеченные публикации не оспаривают рассмотренные выше базовые структурные схемы FMLN-модуляторов (рис. 3 и рис. 6). При этом внимание разработчиков сместилось с самих базовых схем на материалы и платформы, на которых она реализуется (тонкоплёночные на LN, кремнийорганические, плазмон-поляритонные). Эти новые разработки рассмотрены в следующих разделах.

3. Гибридные модуляторы Маха – Цендера на основе кремния и ниобата лития

В последние годы наблюдается значительный рост разработок так назы-

ваемых гибридных волноводных модуляторов Маха – Цендера (Hybrid Waveguide – HW MZM), в которых используются многокомпонентные конструкции фазовращателей, позволяющие значительно улучшить параметры MZM на тонких плёнках.

Гибридные модуляторы Маха – Цендера на основе кремния и тонких плёнок ниобата лития (Si TFLN MZM) используют конструкции, в которой слой LN интегрирован на кремниевой платформе.

Структурная схема одного из характерных гибридных кремний-ниобат лития модуляторов Маха – Цендера показана на рис. 6 [20].

Волокно-чиповый соединитель (Edge Coupler) предназначен для согласования стандартного оптического волокна с блоком сдвига фазы оптического сигнала. Адиабатический конус (Adiabatic Taper – AT) используется для плавного перевода оптической моды из одного волновода в другой, обеспечивая её сохранение на основном режиме и предотвращая возбуждение нежелательных мод более высокого порядка. В рассматриваемой схеме AT имеет плавное сужение кремниевых волновода от 650 нм до 275 нм на длине 300 мкм.

Принцип действия аналогичен описанному выше (рис. 3, 4) с той разницей, что фазовый сдвиг обеспечивается гибридным волноводом Si-LN.

Гибридный фазосдвигающий элемент представляет собой кремниевый волновод с тонкой плёнкой ниобата лития, размещённый на подложке SiO_2 .

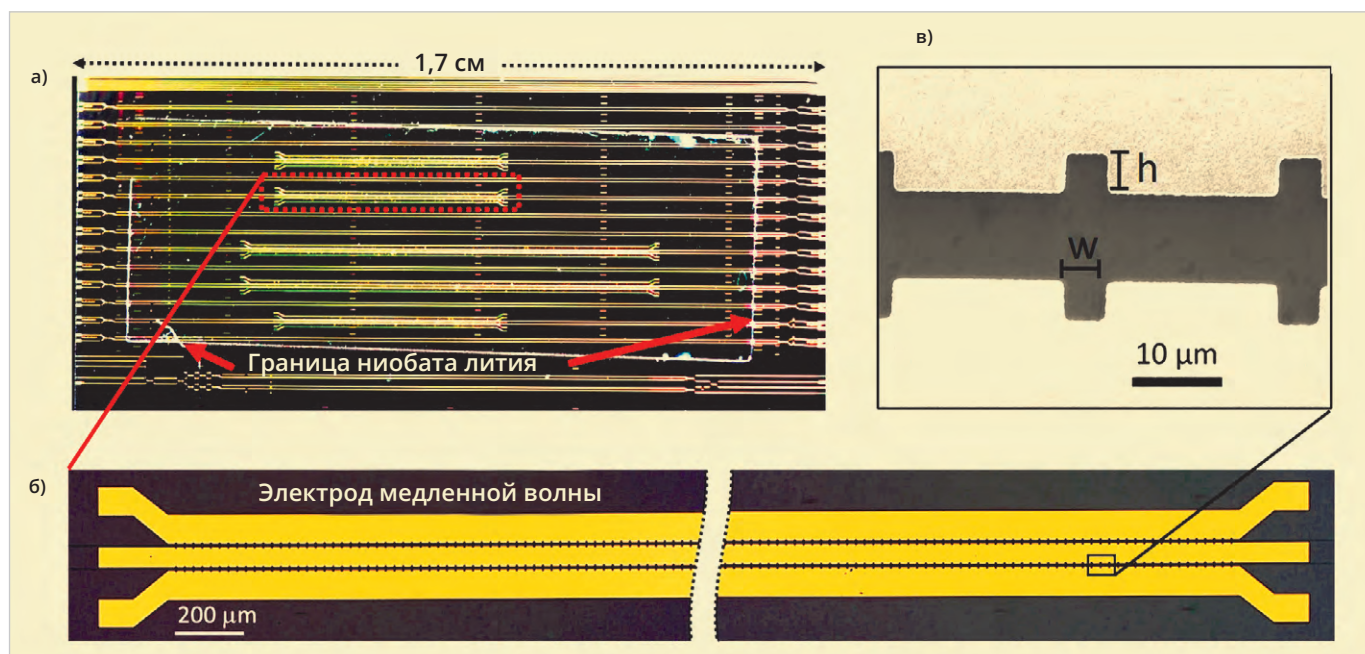


Рис. 8. Изображения элементов гибридного сращенного Si/LN MZM модулятора:

а) изображение, полученное с помощью оптического микроскопа, кристалла гибридного, сращенного Si/LN с золотым SWE;

б) шитое изображение, полученное с помощью оптического микроскопа, кристалла SWE длиной 5 мм;

в) изображение, полученное с помощью сканирующего электронного микроскопа, индуктивно нагруженных пазов

Принцип действия этого гибридного TFLN заключается в том, что разделённые с помощью MMI пучки света под действием внешнего поля проходят по разным волноводам разный путь.

Два электрода Ground и Signal (рис. 7) создают поперечное электрическое поле в плёнке ниобата лития.

По нижнему опорному плечу свет идёт постоянно по кремниевому волноводу. В верхнем фазосмещающем волноводe свет сначала проходит кремниевый участок, а потом переходит на участок ниобата лития.

Когда подаётся напряжение на электроды, за счёт внешнего возникающего поля изменяется показатель преломления LN. При этом, по приблизительным оценкам, около 84% световой моды в гибридном волноводe уже находится в зоне ниобата лития. Поскольку показатель преломления LN крайне чувствителен к внешнему полю, изменяется скорость распространения света в этой гибридной части волновода.

Наглядно этот процесс можно представить так, что в этой области свет идёт «немного медленнее» по сравнению с нижним опорным плечом кремниевое волновода, показатель преломления которого малочувствителен к воздействию внешнего поля. Этот эффект эквивалентен удлинению оптического

пути, приводящему к сдвигу фазы оптического сигнала. В результате фаза в верхнем волноводe меняется, поскольку электрическое поле изменяет оптические свойства LN, через которые проходит световая мода в верхнем плече на гибридном участке волновода.

Важно обратить внимание на то, что этот процесс может быть успешно описан с помощью теоретической модели зависимости коэффициента преломления света от внешнего электромагнитного поля, предложенной Игорем Таммом в 1924 году.

Имеет смысл отметить основные моменты технологического процесса производства этого гибридного TFLN MZM. При производстве Si/LN MZM был использован метод прямого гидрофильного склеивания. Детали Si-волновода были получены методом глубокой УФ-литографии с последующим реактивным ионным травлением. При этом SiO_2 был нанесен поверх деталей Si-волновода, а затем поверхность была выровнена с помощью процесса CMP. Далее были последовательно реализованы следующие процессы: плазменная активация поверхностей; отжиг при 300°C под давлением; удаление Si-подложки LNOI селективным травлением XeF_2 ; формирование электродов. Более подробно эти моменты описаны в оригинальной статье. На рис. 8 приведены

изображения элементов этого гибридного Si/LN MZM модулятора, полученного методом прямого гидрофильного склеивания [22].

Особое внимание следует обратить на форму полосковых проводников Ground/Signal, выполненных в форме «гребёнки». Основная цель такой конструкции заключается в согласовании скоростей прохождения света в гибридном волноводe и модулирующего СВЧ-сигнала [20].

Свет в гибридном волноводe (Si FTLN) идёт со скоростью примерно 0,6–0,7 скорости света в вакууме (эффективный показатель преломления n в диапазоне 2,1–2,4). При этом радиочастотный сигнал по металлической линии обычно идёт быстрее ($n < 2,0$ и меньше). Если эти скорости не совпадают, то электрический и оптический сигналы «расходятся» по фазе, и эффективность модуляции падает.

Поэтому электрический сигнал замедляют с помощью добавления в RF-линию «искусственной индуктивности», которая представляет собой периодические прорезы (Slotted Electrodes). Такая структура получила название «Inductively Loaded Transmission Line».

Данная конструкция позволила получить рекордные на тот момент времени: скорость около 110 ГГц при полосе пропускания 3 дБ на длине вол-

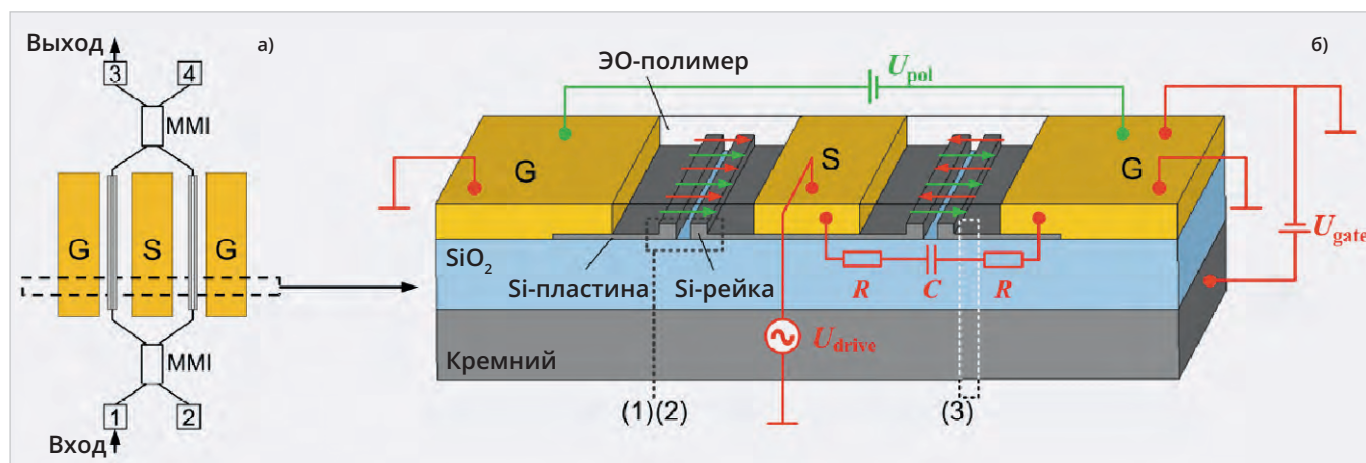


Рис. 9. Структурная схема гибридного кремнийорганического модулятора Маха – Цендера [26]:

9а) общий вид сверху на модулятор SOH – MZM:

- две фазосдвигающие секции (серый цвет);
- копланарные контакты: G – заземление и S – сигнал (жёлтый цвет);
- многомодовые интерференционные волноводы MMI in, MMI_out;

9б) поперечное сечение гибридной фазосдвигающей секции (SOH):

- копланарные контакты: G – заземление и S – сигнал (жёлтый цвет);
- Si_{rail} кремниевые дорожки шириной 240 нм, по которым идёт световой поток (серый цвет);
- Si_{slot} узкие промежутки между Si_{rail} шириной 160 нм, в которые заливается органический электрооптический материал (серый цвет)

ны 1550 нм; обработку оптической мощности до 110 мВт; потери на чипе 1,8 дБ; произведение $V_{\pi} \cdot L = 3,1$ В·см.

Такая высокая мощность обработки и широкая полоса пропускания были получены за счёт локализации большей части оптического поля в LN, а не в кремнии.

Годом позже эта же группа авторов опубликовала описание новых гибридных модуляторов TFLN MZM, которые были разработаны с металлическими копланарными волноводными электродами, заглублёнными в кремний на изоляторе (SOI). Эти ЭОМ с длиной волны 1310 нм показали схожие характеристики с модуляторами, в которых золотые электроды нанесены поверх слоя TFLN. Оба устройства достигают электрооптической полосы пропускания по уровню 3 дБ более 110 ГГц и коэффициента оптического затухания, управляемого напряжением, более 28 дБ. Измеренные полуволновые произведения напряжения на длину волны ($V_{\pi} \cdot L$) для вариантов с заглублённым металлическим электродом длиной 0,5 и 0,4 см и верхним золотым электродом составили соответственно 2,8 и 2,5 В·см [21].

Аналогичную проблему согласования скоростей света в волноводе со скоростью распространения модулирующего сигнала другая группа китайских разработчиков решила с помощью использования комбинированной конструкции электродов, кото-

рая получила название T&U Traveling Wave Electrodes – TU-TWE.

Гибридный нагруженный электрод бегущей волны TU-TWE сочетает в себе преимущества электродов Т-типа и U-типа и позволяет расширить полосу, а также снизить управляющее напряжение.

Для создания высокоскоростных электрооптических модуляторов на основе тонкоплёночного ниобата лития (TFLN) на кремниевых подложках в данной работе предлагается гибридная нагруженная структура электрода бегущей волны типа TU (TU-TWE). Суть TU-TWE заключается во введении механизма компенсации индуктивности, который позволяет эффективно снизить показатель преломления микроволнового излучения и ослабить эффект «медленного света», тем самым согласуя групповую скорость света со скоростью микроволнового излучения. Эта конструкция позволила получить полосу пропускания более 110 ГГц и полуволновое напряжение 1,35 В [22].

Значимым событием этого года стала конференция OFC 2025 (Optical Fiber Communications Conference and Exhibition), проходившая с 30 марта по 3 апреля 2025 года [23]. Это основная мировая площадка для обмена достижениями в области оптических технологий связи, объединяющая исследователей, инженеров и промышленников.

В конференции OFC 2025 приняли участие:

- технологические гиганты: Nokia Bell Labs, Google, Microsoft, Meta (Facebook), NVIDIA, Amazon Web Services, Huawei Technologies, Cisco Systems;
- телекоммуникационные операторы: Verizon, AT&T, Deutsche Telekom, NTT, KDDI Research;
- академические центры: MIT, Stanford, Columbia University, University of California, Chalmers University, Technical University of Munich.

В рамках OFC 2025 была проведена среди прочих секция «Оптическая обработка и микроволновая фотоника», на которой были заслушаны доклады по новым разработкам гибридных модуляторов.

Например, в докладе [24] был продемонстрирован гибридный электрооптический модулятор Маха – Цендера на основе SiN/TFLN с полосой пропускания 3 дБ на частотах выше 110 ГГц и 67 ГГц. Эта модель предназначена для работы в диапазонах С и О. Особое внимание было уделено процессу изготовления с использованием технологии ионного сращивания на уровне пластины. Важно то, что при этом ниобат лития не подвергался травлению.

Подробно все представленные доклады будут опубликованы в трудах конференции.

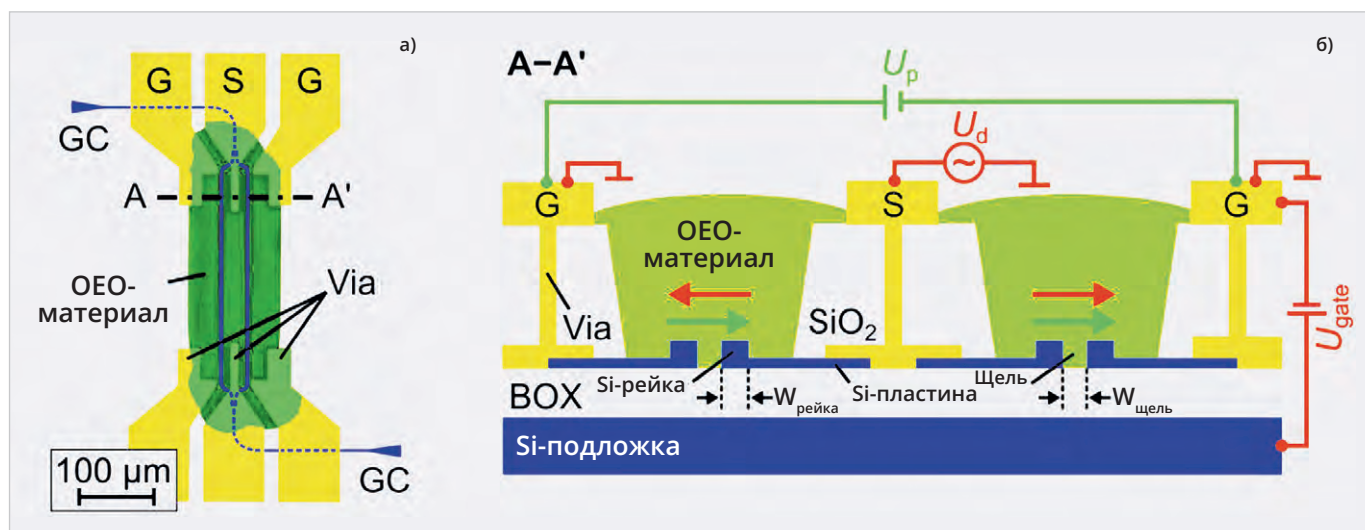


Рис. 10. Поперечное сечение гибридного фазосдвигающего волновода (SOHFS) микросхемы модулятора с укороченным элементом [27]

Заканчивая этот раздел, нужно подчеркнуть, что характерной чертой новых разработок является то, что полоса около 100 ГГц стала привычным, никого не удивляющим параметром.

Другой важный момент, на который стоит обратить внимание, это создание TFLN-модуляторов на стандартных 8-дюймовых кремниевых подложках. Такие устройства сохраняют высокую эффективность ($V_{\pi}L$ около 3 В·см), имеют низкие потери (< 1 дБ на чипе) и обеспечивают полосе > 70 ГГц без заметного спада АЧХ. Подобные параметры открывают путь к масштабируемому промышленному производству TFLN-модуляторов с использованием CMOS-совместимых технологий.

Гибридные Si-TFLN модуляторы демонстрируют успешное объединение преимуществ кремниевой фотоники и электрооптических свойств ниобата лития. Достигнутые параметры (полоса > 100 ГГц, $V_{\pi}L \sim 3$ В·см) подтверждают перспективность данного направления для высокоскоростных оптических систем связи.

По данным [25] мировой рынок модуляторов на основе тонкоплёночного ниобата лития оценивался в \$356 млн в 2024 году, и прогнозируется, что он достигнет \$3829 млрд к 2031 году с совокупным годовым темпом роста 41%.

4. Кремнийорганические гибридные модуляторы Маха – Цендера

Кремнийорганические гибридные MMI (Silicon-Organic Hybrid Mach-

Zehnder Modulators) объединяют хорошо разработанную технологию кремниевых фотонных микрорелектронных компонентов с эффективной модуляцией света новыми органическими материалами.

Теоретические работы Игоря Тамма по электрооптическим эффектам в некоторых типах кристаллов с помощью внешнего поля, опубликованные в начале 1900-х, оказались применимы к ряду органических соединений, открытых в начале 2000-х.

В качестве примера SOH можно привести гибридный кремнийорганический модулятор ММЦ, разработанный группой немецких учёных под руководством Кристиана Кооса (Технологический институт Карлсруэ). Структурная схема этого SOH MZM показана на рис. 9 [26].

В конструкции данного модулятора использованы кремниевые волноводы и органический электрооптический фазовращатель с очень сильным откликом на электрическое поле. Гибридная конструкция «кремнийорганика» (SOH) сочетает простоту технологии CMOS с высокой оптической чувствительностью органического наполнителя.

Для объяснения принципа действия этого типа гибридных модуляторов можно использовать четыре рисунка. На рис. 9а показан вид сверху, а на рис. 9б вид сбоку на конструкцию модулятора [26]. Рис. 10 взят из более поздней работы этих же авторов, где они описали модернизированный вариант микросхемы гибридного SOH-модулятора [27]. На рис. 10а показан вид сверху на гибридный

SOH-модулятор, полученный с помощью электронного микроскопа. На рис. 10б приведено сечение изображения гибридного SOH-модулятора, показывающее послойную структуру модернизированного варианта микросхемы гибридного SOH-модулятора.

В статье [26] 2018 года был описан SOH-модулятор Маха – Цендера (MZM) длиной 1,1 мм с π -напряжением 0,9 В, способный генерировать передачу сигналов ООК со скоростью до 100 Гбит/с. В этом варианте использована общая стандартная схема ЭОМ на базе интерферометра MZM (рис. 9а, рис. 10а), которая содержит два фазовращателя (SOH Phase Shifter – SOHPS), копланарную линию передачи «земля–сигнал–земля» (G–S–G) и два многомоновых (2×2 MMI) коммутатора.

Свет, попадающий во входной волновод 2×2 MMI_in, разделяется с формированием двух лучей, которые поступают на плечи интерферометра MZM. Фазосдвигающий волновод содержит органический материал с сильными электрооптическими свойствами (Organic Electro-Optical Materials – OEOM), который под действием внешнего электрического поля меняет свой коэффициент преломления. При этом изменяется фаза оптического сигнала в этом плече. Модулирующее напряжение подаётся с помощью электродов G–S–G. Разные по фазе сигналы двух плеч суммируются на выходном MMI_out. Если фазы совпадают, то интенсивность светового пучка усиливается. В случае противофазы интенсивность гасится. Таким обра-

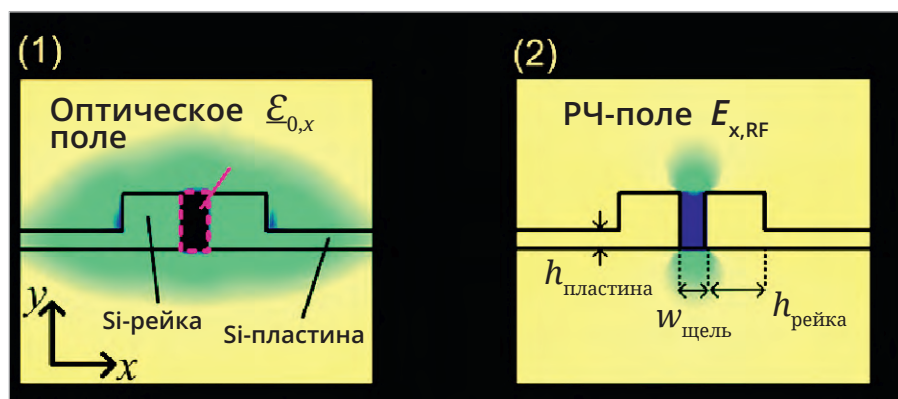


Рис. 11. Схема взаимодействия электромагнитных полей модулирующего сигнала и «полезного» оптического сигнала в гибридном SOH волноводе типа «рельсы плюс щели»:

- $\varepsilon_{0,x}$ – продольная составляющая электромагнитного поля светового сигнала;
- $E_{x,rf}$ – продольная составляющая внешнего модулирующего поля;
- A_{slot} – «рабочее пространство» щели SOHFS

зом, реализуется простейший двоичный способ передачи данных On–Off Keying – ООК.

Ключевыми особенностями данной конструкции является так называемый щелевой волновод (Slot Waveguide) и органические электрооптические материалы (ОЕОМ).

Органические электрооптические материалы – это специальные органические соединения, содержащие молекулы-хромофоры с сильно выраженной асимметрией электронной плотности. В нормальном состоянии эти молекулы ориентированы хаотично. Под действием электрического поля электронная структура этих молекул деформируется, что приводит к изменению коэффициента преломления материала (линейный электрооптический эффект Поккельса). При нагреве до «температуры стеклования» материал становится подвижным, и молекулы могут свободно вращаться.

Приложение сильного электрического поля вызывает ориентацию хромофоров в одном направлении. При охлаждении под напряжением молекулы «замораживаются» в выровненном состоянии. Важно, что при снятии напряжения ориентация сохраняется. Этот процесс получил название «поляризация ОЕОМ». После поляризации материал приобретает макроскопическую анизотропию и электрооптическую активность, то есть свойства, которые делают его аналогичным анизотропным кристаллам, описанным Игорем Таммом в начале 1920-х годов. Эффект ЕР в органических материалах

описывается теми же фундаментальными соотношениями, что и в кристаллах.

Другой отличительной чертой SOH MZM, как уже было отмечено, является щелевой волновод (Slot Waveguide), структура которого показана на рис. 11б [26]. На рис. 10а, взятом из более поздней работы этих авторов [27], показано сечение модернизированного SOH, в котором использован практически тот же самый принцип действия, что и на рис. 9.

Чёрная штрихпунктирная линия А–А' на рис. 10а обозначает плоскость поперечного сечения, которому соответствует рис. 10б.

Принцип работы в обоих случаях одинаковый. Поэтому для понимания того, как работает SOH MZM, можно рассматривать обе схемы (рис. 9б и рис. 10б).

Фазовращатель (SOHPS) изготовлен на подложке из кремниевого изолятора толщиной 2 мкм. Основными рабочими элементами этого гибридного волновода являются кремниевые рельсовидные рейки (Rails) и щелевые промежутки между этими «рейками» (Slots). В каждом плече имеются две кремниевые рельсовидные рейки шириной $W_{rail} \approx 240$ нм, которые образуют оптический щелевой волновод шириной $W_{slot} \approx 160$ нм. В первом приближении «rails» можно представить себе как «стенки коридора», по которым идёт световой поток.

Щели шириной 160 нм играют роль «чувствительной зоны», где электрическое внешнее поле взаимодействует с электромагнитным полем светового луча. Щель заполняется специальным

органическим электрооптическим материалом ОЕОМ, имеющим очень сильную зависимость коэффициента преломления от внешнего поля. В данной работе использовался органический субстрат SE0100, разработанный компанией ChemOptics [28].

Щель соединена с алюминиевыми (Al) линиями передачи тонкими *n*-легированными кремниевыми пластинами и алюминиевыми переходными отверстиями. Для компенсации недостаточной концентрации легирования в кремниевых пластинах применяется напряжение затвора U_{gate} , которое индуцирует слой накопления электронов в кремниевых пластинах.

Как видно (рис. 9б и рис. 10б), электронная полоса пропускания SOH MZM ограничена собственной характеристикой RC-фильтра нижних частот, обусловленной ограниченной проводимостью *n*-легированных кремниевых пластин и ёмкостью щели. Ширина полосы модулятора увеличивается за счёт уменьшения сопротивления (*R*) пластин, вызванного слоем накопления заряда, который может быть создан «напряжением затвора» U_{gate} между объёмным кремнием и заземляющими электродами.

В процессе упорядочивания ориентации молекул напряжение поляризации U_{pol} приложенное к (плавающим) заземляющим электродам при повышенной температуре, близкой к температуре стеклования материала, выравнивает хромофоры ОЕОМ в щели (зелёные стрелки на рис. 9б и рис. 10б).

При охлаждении хромофоры ОЕОМ фиксируются в выровненной ориентации, и напряжение поляризации снимается. Теперь при приложении модулирующего напряжения все хромофоры реагируют согласованно, вызывая заметное изменение коэффициента преломления.

Модулирующее напряжение U_d индуцирует электрические поля в щелях (красные стрелки на рис. 9б и рис. 10б), параллельные направлению поляризации в одном плече и антипараллельные в другом плече, что обеспечивает эффективную работу MZM в режиме «Push-Pull Mode».

Как видно из левой части рис. 11, на начальном пути луча в волноводе в пространстве щели A_{slot} доминирует продольная составляющая электромагнитного поля светового сигнала

Таблица 2. Сравнение основных характеристик SOH MZM (2024–2025)

Платформа	Полоса, ГГц	Упл, В·мм	Потери, дБ	Скорость передачи	Особенности	URL
KIT-SOH O-диапазон (Schwarzenberger et al.)	> 110	< 0,5 (Uп = 0,92 В)	~0,7 (фазо-смещение)	384 Гбит/с, 192 Гбод PAM4	Рекордная скорость для кремниевой платформы	[30]
KIT-SOH низковольтный (Schwarzenberger et al.)	н.д.	< 0,46 (265 мВ управление)	н.д.	112 Гбит/с PAM4	Прямое управление CMOS SerDes, без усилителей	[31]
KIT-SOH термостабильный (Eschenbaum et al.)	н.д.	< 0,5 (750 мкм длина)	н.д.	280 Гбит/с 140 GBd PAM4	Термостабильный органический материал Gen5A/APC	[32]
KIT-SOH криогенный (Schwarzenberger et al.)	н.д.	< 0,46 (Uп = 0,92 В)	н.д.	140 Гбит/с 70 GBd PAM4 при 4K	Работа при криогенных температурах	[33]
NLM Photonics Selerion-HTX	> 100	~0,5 (коммерческий)	< 1,0	1,6 Тбит/с DR8 PIC (photonic integrated circuits)	Первый коммерческий SOH многоканальный PIC, стабильность > 120°C	[34]
NLM Photonics Selerion-BHX	> 100	0,038	< 0,5	> 400 Гбит/с на канал	Рекордный $r_{33} = 1000$ пм/В для применений > 100 ГГц, космос/спутники	[35]
KIT-SOH сверхскоростной	> 110	~0,4	~0,7	500+ Гбит/с Single-carrier IMDD	Демонстрация возможности 1 Тбит/с передач	См. выше

($\epsilon_{o,x}$). Правая часть рис. 11 демонстрирует, как по мере продвижения луча по волноводу продольная составляющая внешнего поля $E_{x,rf}$ начинает эффективно взаимодействовать с полем оптического сигнала $\epsilon_{o,x}$, реализуя необходимую модуляцию.

В этой работе впервые для кремниевых модулей была показана скорость передачи 100 Гбит/с в стандарте ООК даже при полосе модулятора 25 ГГц. Это стало возможным благодаря «сжатию амплитуды», когда большие колебания сглаживаются.

Управляющее напряжение для этого модулятора составляло 1,4 В. Для сравнения отметим, что традиционные кремниевые модуляторы требуют 5 В и больше. Уникальное энергопотребление около 98 фемтоджоулей на бит впервые было получено для MZM такого класса.

Рассмотренная конструкция, предложенная в 2018 году, оказалась очень удачной, поскольку использовала стандартные кремниевые технологии, позволяя при этом получать рекордные параметры за счёт уникальных электрооптических параметров органических ОЕОМ, которые в десятки раз больше, чем у кристаллических материалов.

Как уже упоминалось выше, в 2020 году эта же группа немецких учёных под руководством Кристиана Кооса опубликовала результаты испытаний своего нового варианта микросхемы SOH-модулятора. Конструкция этой микросхемы показана на рис. 10 [27].

Общая концепция структурной схемы модулятора осталось такой же, как показано на рис. 8. Изменения в основном коснулись размеров и конфигурации некоторых элементов. Например, в новом варианте SOHFS MZM был использован сверхминиатюрный фазосдвигающий элемент длиной всего 280 мкм. В каждом плече имеются две кремниевые рельсовидные рейки шириной $W_{rail} \approx 240$ нм и высотой $H_{rail} \approx 220$ нм, которые образуют оптический щелевой волновод (ширина щели $W_{slot} \approx 130$ нм), заполненный ОЕОМ-материалом.

В этой работе использован другой тип органического электрооптического полимера «JRD», оптимизированный для высокой эффективности при относительно низкой температуре стеклования (82°C) [29].

Материал ОЕОМ, показанный на рис. 10 зелёным цветом, служит оболочкой для щелевого волновода SOH.

Одним из основных достижений этой разработки стало рекордное значение $U_{пл} \approx 0,41$ В·мм и крайне низкие потери фазовращателя (около 0,7 дБ). Эти улучшения были достигнуты за счёт уменьшения ширины W_{slot} щелевого волновода, снижения оптических потерь, более равномерного распределения поля в органическом материале, а также применения новых технологических приёмов формирования электродов.

В результате авторам удалось достигнуть рекордных на тот момент времени характеристик: длина фазовращателя 280 мкм; $U_{пл} \approx 1,5$ В; $U_{пл} \approx 0,41$ В·мм;

оптические потери $\approx 0,7$ дБ; нетто-пропускная способность ≈ 187 Гбит/с. Эти параметры позволили перейти от простого ООК-модулирования (On-Off Keying) с одним битом на символ к многоуровневому формату передачи PAM4.

Четырёхуровневый формат PAM4 (4-level Pulse Amplitude Modulation), предназначенный для амплитудной модуляции с четырьмя уровнями оптической мощности, обеспечивает 2 бита на символ (00, 01, 10, 11). Однако для этого формата необходим «чёткий» многоуровневый управляющий сигнал. Каждый дополнительный уровень мощности должен быть однозначно идентифицирован. Поэтому PAM4 требует более высокого отношения сигнал/шум. Полученные в данной работе низкие потери и высокая эффективность обеспечили необходимую глубину модуляции.

В эксперименте использовался произвольный генератор сигналов (AWG) с полосой 45 ГГц и RF-усилитель с полосой 55 ГГц для создания многоуровневого управляющего сигнала. Именно качество управляющей электроники и низкие потери модулятора позволили реализовать 4 чётко различимых уровня оптической мощности. Была продемонстрирована успешная передача сигналов 100 Гбод PAM4 (линейная скорость до 200 Гбит/с).

Таким образом, переход от ООК к PAM4 стал возможен благодаря улучшенным характеристикам самого модулятора, а не изменению его принципа работы.

Авторскому коллективу из Технологического института Карлсруэ удалось получить уникальные параметры для кремниевой платформы. Крайне важно то, что модулятор был изготовлен на обычной линии кремниевой фотоники. Таким образом было показано, что предложенная конструкция вполне пригодна для массового производства на стандартном CMOS-оборудовании.

Эта работа открыла путь к интеграции высокоэффективных когерентных модуляторов на основе органических материалов с кремниевой фотоникой.

В табл. 2 показаны характеристики модуляторов этого класса, описанные в публикациях за период 2024–2025 гг.

Подробный разбор этих работ выходит за рамки данной статьи. Отметим лишь основные тенденции, наметившиеся в разработках последних лет:

- новые разработки органических электрооптических материалов, связанные с гибридными полимерными и сшиваемыми системами, позволяют эффективно решать проблемы термостабильности и долговечности OEOM;
- старт промышленного производства PIC (Photonic Integrated Circuits) SOH MZH, NLM Photonics;
- достигнуты беспрецедентные скорости 400 Гбит/с на канал;
- сверхнизкие напряжения управления (< 1 В) обеспечивают совместимость с технологиями CMOS.

Органические электрооптические материалы (ЭОМ) обладают высоким электрооптическим коэффициентом (~ 1000 пм/В), что позволяет использовать их при массовом производстве в масштабе кристалла.

Однако практическое применение ЭОМ сталкивается с техническими узкими местами. Получение органического электрооптического хромофора с большим электрооптическим коэффициентом, термической устойчивостью и долговременной стабильностью сдерживало до настоящего времени рост коммерческого производства.

Развитие в последние годы методов молекулярной инженерии позволило найти приемлемые решения описанных проблем. Так, например, в работе [36] рассмотрены возможности интеграции полимерных систем с кремниевой фотоникой при организации массового производства.

Высокоэффективные ЭОМ-материалы с улучшенной долговременной стабильностью и высокими электрооптическими коэффициентами обсуждаются в статье [37].

Третье направление, по которому развивается направление ЭОМ, получило название «технология сшивания» (Cross-Linking). В контексте органических электрооптических материалов – это создание химических связей между отдельными молекулами полимера, в процессе которого они объединяются (сшиваются) в единую трёхмерную сетку.

После «сшивания» ЭОМ становится единой жёсткой структурой, которая не может деформироваться тем или иным способом. В приложении к SOH «сшивание» обеспечивает термостабильность, когда «сшитый» материал не размягчается при нагреве. Кроме того, молекулы не могут перемещаться и менять ориентацию со временем. Поэтому электрооптические характеристики могут оставаться стабильными в течение многих лет.

Результаты экспериментов с методиками сшивания органических электрооптических материалов сверхвысокой производительности, предназначенных для гибридных модуляторов, приведены в работе [38].

Было показано, что технология сшивания позволяет значительно улучшить термическую и фотохимическую стабильности материалов, что критично для практических применений.

Крайне важным событием 2025 года стала презентация компанией NLM Photonics первого в мире коммерческого гибридного кремнийорганического модулятора с пропускной способностью 1,6 Тбит/с, выполненного на многоканальной фотонной интегральной схеме (PIC) [35].

Основу технологии составляет патентованный OEOM-материал Selerion-HTX, защищённый патентом США [39].

Этот сшиваемый термореактивный органический материал сохраняет все свои свойства вплоть до температуры 120°C . Уникально высокий коэффициент качества открывает широкие перспективы для использования Selerion-HTX в различных коммерческих приложениях: от передачи данных в ЦОД до современных квантовых технологий.

Параллельно был разработан материал следующего поколения Selerion-BHX с рекордным электрооптическим коэффициентом $r_{33} = 1000$ пм/В, специально предназначенный для приложений с ограничениями по площади, требующих полос пропускания свыше 100 ГГц.

Детальные эксперименты показали рекордную эффективность модуляции $V_{\pi}L = 0,038$ В·мм на длине волны 1550 нм в слотовом волноводе, что обеспечивает меньшие размеры устройств и повышенную энергоэффективность на высоких частотах.

Архитектура нового модулятора 1,6T DR8 PIC, позволяющая разместить 8 каналов на одном кристалле, обеспечивает пропускную способность 200 Гбит/с на канал. При этом отмечаются пониженные требования к управляющему напряжению и «повышенные коэффициенты экстинкции» по сравнению с обычными кремниевыми модуляторами. Однако конкретные цифры не приводятся.

Конструктивно в этом модуляторе на одной кремниевой подложке размещён массив из 8 параллельных волноводных структур, каждая из которых образует отдельный модулятор Маха – Цендера с нанесённым органическим материалом Selerion-HTX. Общая структурная схема подобных SOH MZM рассмотрена выше (рис. 8 и рис. 10). Оптический сигнал разделяется на входе с помощью разветвителей (Splitters) на восемь каналов и объединяется на выходе через мультиплексоры. При этом каждый канал управляется независимо своими электродами [34].

Размер этой микросхемы PIC на 40% меньше стандартной кремниевой фотонной схемы аналогичной пропускной способности. При этом производительность модулятора более чем в 10 раз выше, а потребление энергии на 20–30% ниже по сравнению с существующими в настоящее время традиционными кремниевыми фотонными модуляторами. Следует отметить, что энергопотребление крайне критично для центров обработки данных, столкнувшихся с проблемой ограничения по энергопотреблению [40].

Хотя точные цифры для модулятора 1.6T DR8 не раскрываются в коммерческих материалах, исследовательская документация NLM показывает впечатляющие результаты. В лабораторных модуляторах на основе Selerion-

НТХ достигнуто напряжение всего $U_{\text{п}} = 210$ мВ при длине устройства 1,5 мм, что даёт произведение напряжения на длину $U_{\text{п}}L = 320$ В·мкм. Это один из лучших показателей среди диэлектрических волноводных модуляторов [41].

Первые образцы массового производства показали, что терморезистивная технология совместима с существующими кремниевыми технологическими линиями, позволяя интегрировать материалы семейства Selerion в действующие процессы с минимальными изменениями. Система включает полный технологический стек от кремния до нанесения материалов и инкапсуляции с возможностью серийного производства на уровне пластин.

Эти технические достижения ещё раз демонстрируют, как современные разработки электрооптики воплощают принципы, заложенные в работах Игоря Евгеньевича Тамма, и переводят их на качественно новый уровень коммерческого применения.

Заключение

В данной статье рассмотрены современные высокотехнологичные устройства электрооптики, в основе которых лежат фундаментальные теоретические работы Игоря Евгеньевича Тамма и Леонида Исааковича Мандельштама, выполненные в 1924 году. Спустя сто лет эти теоретические разработки находят воплощение в передовых электрооптических модуляторах различных типов.

Проведённый анализ показывает, что уравнения электродинамики Тамма-Мандельштама сохраняют свою актуальность и универсальность, применяясь к широкому спектру современных материалов и технологий:

- традиционные кристаллические модуляторы на основе ниобата лития остаются важным сегментом, но уступают место более совершенным решениям;
- тонкоплёночные модуляторы TFLN демонстрируют революционные улучшения по сравнению с объёмными кристаллами, достигая полос модуляции свыше 100 ГГц при снижении управляющих напряжений до единиц вольт;
- гибридные Si-TFLN модуляторы успешно объединяют преимущества кремниевой фотоники и элек-

трооптических свойств ниобата лития, обеспечивая масштабируемость производства;

- кремнийорганические SOH-модуляторы открывают принципиально новые возможности благодаря сверхвысоким электрооптическим коэффициентам органических материалов (до 1000 пм/В) и совместимости с CMOS-технологиями.

Особого внимания заслуживает коммерциализация технологий SOH, представленная компанией NLM Photonics с их материалами семейства Selerion. Это знаменует переход от лабораторных исследований к массовому промышленному производству устройств с рекордными характеристиками.

Достигнутые в 2024–2025 годах параметры впечатляют:

- полосы модуляции превышают 100–200 ГГц;
- скорости передачи данных достигают сотен гигабит и терабит в секунду;
- управляющие напряжения снижены до долей вольт;
- энергопотребление минимизировано для применения в центрах обработки данных.

Универсальность теоретических основ, заложенных Игорем Таммом, проявляется в том, что они одинаково успешно описывают электрооптические эффекты как в традиционных неорганических кристаллах, так и в современных органических полимерах с ориентированными хромофорами. Это подтверждает глубину и фундаментальность научного вклада выдающегося советского физика.

Прогнозируемый рост мирового рынка TFLN модуляторов с \$356 млн в 2024 году до \$3,829 млрд к 2031 году демонстрирует огромный коммерческий потенциал технологий, основанных на идеях Тамма.

В следующей части статьи планируется рассмотреть модуляторы и другие устройства, в которых используются «поверхностные состояния» и «плазмон-поляритоны» Тамма, что ещё раз подчеркнёт многогранность и актуальность научного наследия великого физика.

Литература

1. Тамм И., Мандельштам Л. Кристаллооптика теории относительности в связи с геометрией

биквадратичной формы // Журнал Русского физико-химического общества. 1924. Т. 56, вып. 2–3. URL: https://elib.biblioatom.ru/text/tamm_sobranie-trudov_t1_1975/p33/.

2. Polarization // Britannica. URL: <https://www.britannica.com/science/polarized-light>.
3. Electro-optic Modulators // RP Photonics. URL: https://www.rp-photonics.com/electro_optic_modulators.html.
4. Electro Optic Modulators // Meet Optics. URL: <https://www.meetoptics.com/academy/electro-optic-modulators>.
5. Фазовые пространственные электрооптические модуляторы российского производства // LenLasers. URL: <https://lenlasers.ru/novosti-i-statii/elektro-opticheskie-modulyatory-rossiyskogo-proizvodstva/>.
6. АО «ЛЛС» Лабораторная лазерная система. URL: <https://lenlasers.ru/company/>.
7. Компания «Т8». URL: <https://t8.ru/ru/>.
8. ТУСУР. URL: <https://tusur.ru/ru/novosti-i-meropriyatiya/novosti/prosmotr/-/novost-v-tusure-razrabotali-integralnyy-opticheskiy-modulyator-dlya-sfery-telekommunikatsiy>.
9. Skoltech makes a technological leap to 6G by developing a microwave integrated electro-optical modulator // Skoltech. URL: <https://www.skoltech.ru/archived-news/skoltech-makes-a-technological-leap-to-6g-by-developing-a-microwave-integrated-electro-optical-modulator>.
10. ПАО «Пермская НП приборостроительная компания». URL: <https://100best.ru/content/tovary-ipredpriyatiya?i1=195&i2=49303>.
11. Mach-Zehnder modulator (MZM) // Luceda Photonics Academy. URL: https://academy.lucedaphotonics.com/training/topical_training/mzm/mzm.
12. Emerging Modulator Technologies in Silicon Photonics // IEEE Nanotechnology Magazine. 2025. Vol. 19, Issue 3. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/10955750>.
13. Yudan Zhang et al. High extinction-ratio thin-film lithium niobate modulator integrated with TE-pass waveguide polarizer // Optics Express. 2025. Vol. 33, Issue. 3. P. 6455–6465. URL: <https://opg.optica.org/oe/fulltext.cfm?uri=oe-33-3-6455&id=567899>.

14. *Jingjie Zhou et al.* High-Performance Thin-Film Lithium Niobate Mach-Zehnder Modulator on 8-inch Silicon Substrates *IEEE Photonics Technology Letters*. 2024. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/10613783>.
15. *Holzgrafe J. et al.* Relaxation of the electro-optic response in thin-film lithium niobate modulators. *Optics Expre* 2024 Jan 29;32(3):3619-3631. URL: <https://pubmed.ncbi.nlm.nih.gov/38297579/>.
16. HyperLight Launches 110GHz Intensity Modulator with Record low V π Leveraging Its TFLN Chiplet™ Platform. CAMBRIDGE, Mass. BUSINESS WIRE, Mar 25, 2025. URL: <https://www.businesswire.com/news/home/20250325461709/en/HyperLight-Launches-110GHz-Intensity-Modulator-with-Record-low-V-Leveraging-Its-TFLN-Chiplet-Platform>.
17. TFLN Chiplet™ RELIABLE PERFORMANCE AT SCALE URL: <https://hyperlightcorp.com/>.
18. Thorlabs pioneers photonics technologies to accelerate scientific research and product development. URL: <https://www.thorlabs.com/>.
19. *Mengyue Xu et al.* High-performance coherent optical modulators based on thin-film lithium niobate platform. *Nature Communications* volume 11, Article number: 3911 (2020). URL: <https://www.nature.com/articles/s41467-020-17806-0>.
20. *Valdez, Forrest et al.* 110 GHz, 110 mW hybrid silicon-lithium niobate Mach-Zehnder modulator. *Sci Rep* 12, 18611 (2022). URL: <https://www.nature.com/articles/s41598-022-23403-6>.
21. *Valdez, Forrest et al.* Buried-Electrode Hybrid Bonded Thin-Film Lithium Niobate Electro-Optic Mach-Zehnder Modulators. *IEEE Photonics Technology Letters*, Volume 35 Issue 11. 2023. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/10105559>.
22. *Yingbo Liu.* High-speed electro-optic modulator with group velocity matching on silicon substrate. *Front. Bioeng. Biotechnol.*, 30 June 2025. *Sec. Nanobiotechnology* Volume 13 – 2025. URL: <https://doi.org/10.3389/fbioe.2025.1626017>.
23. 2025 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC). URL: <https://ieeexplore.ieee.org/xpl/conhome/11046334/proceeding>.
24. *Zhuoyun Li et al.* Hybrid Silicon Nitride-Lithium Niobate Electro-Optical Modulator with Wide Optical Bandwidth and High RF Bandwidth Based on Ion-cut Wafer-level Bonding Technology. 2025 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC). URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/11047104>.
25. Thin Film Lithium Niobate (TFLN) Modulator Market to Hit USD 3.8 Billion by 2031 – Driven by Optical Communication, Data Centers, and 5G | Valuates Reports. URL: <https://bit.ly/46MhIzz>.
26. *Koos Ch., Stefan W. et al.* Silicon-Organic Hybrid (SOH) Mach-Zehnder Modulators for 100 Gbit/s on-off Keying // *Nature Scientific reports*. 2018. 8:2598. URL: https://www.researchgate.net/publication/319524701_Silicon-Organic_Hybrid_SOH_Mach-Zehnder_Modulators_for_100_Gbits_on-off_Keying.
27. *Koos Ch. et al.* Silicon-organic hybrid (SOH) Mach-Zehnder modulators for 100 GBd PAM4 signaling with sub-1 dB phase-shifter loss // *Optics Express*. 2020. Vol. 28, No. 17. August 17. URL: <https://opg.optica.org/oe/fulltext.cfm?uri=oe-28-17-24693&id=434266>.
28. Organic EO material SEO100. Huang, S. et al. Enhanced temporal stability of a highly efficient guest – host electro-optic polymer through a barrier layer assisted poling process // *J. Mater. Chem.* 2012. 22. P. 20353–20357. URL: <https://pubs.rsc.org/en/content/articlelanding/2012/jm/c2jm33979j>.
29. *Jin W. et al.* Benzocyclobutene Barrier Layer For Suppressing Conductance in Nonlinear Optical Devices During Electric Field Poling // *Appl. Phys. Lett.* 2014. 104(24), 243304. URL: <https://pubs.aip.org/aip/apl/article-abstract/104/24/243304/385454/Benzocyclobutene-barrier-layer-for-suppressing?redirectedFrom=fulltext>.
30. OFC 2024, Th4B.6 // *Optica*. URL: <https://opg.optica.org/abstract.cfm?uri=ofc-2024-Th4B.6>.
31. OFC 2024, M3K.6 // *Optica*. URL: <https://opg.optica.org/abstract.cfm?uri=OFC-2024-M3K.6>.
32. ECOC 2022, Th3B.2 // *Optica*. URL: <https://opg.optica.org/abstract.cfm?uri=eceoc-2022-Th3B.2>.
33. CLEO 2023, STh5C.7 // *Optica*. URL: https://opg.optica.org/abstract.cfm?uri=CLEO_SI-2023-STh5C.7.
34. NLM Photonics to Demonstrate Industry-First Commercial Silicon-Organic Hybrid Modulator // *NLM Photonics*. March 2025. URL: <https://www.nlmphotonics.com/2025/03/31/ofc-50-demo-industry-first-commercial-silicon-organic-hybrid-modulator/>.
35. NLM Photonics Announces Organic Electro-Optic Material with Record-Breaking Performance // *NLM Photonics*. June 2025. URL: <https://www.nlmphotonics.com/2025/06/04/nlm-photonics-announces-organic-electro-optic-material-with-record-breaking-performance/>.
36. *Yan Wang et al.* Organic electro-optic polymer materials and organic-based hybrid electro-optic modulators // *Journal of Semiconductors*. 2022. Vol. 43, № 10. URL: <https://doi.org/10.1088/1674-4926/43/10/101301>.
37. *Shuhui Feng et al.* Organic Electro-Optic Materials with High Electro-Optic Coefficients and Strong Stability. *Molecules*, 2024, Vol. 29, № 13. URL: <https://doi.org/10.3390/molecules29133188>.
38. *Huajun Xu et al.* Ultrahigh Performance Cross-Linkable Organic Electro-Optic Material for Hybrid Modulators. *Chemistry of Materials*, Vol 37, Issue 12, 2025. URL: <https://pubs.acs.org/doi/10.1021/acs.chemmater.5c00027>.
39. US Patent № 12187827 «Crosslinkable Nonlinear-Optical Chromophore System», University of Washington, January 7, 2025. URL: <https://patents.google.com/patent/US12187827B2/en>.
40. NLM to Demonstrate Industry-First Commercial Silicon-Organic Hybrid Modulator on a Multi-Channel PIC // *NLM Photonics Press Release*, March 31, 2025. URL: <https://www.nlmphotonics.com/2025/03/31/ofc-50-demo-industry-first-commercial-silicon-organic-hybrid-modulator/>.
41. NLM Photonics Announces Organic Electro-Optic Material with Record-Breaking Performance // *Optica Corporate News*, June 5, 2025. URL: https://www.optica.org/about/newsroom/corporate_member_news/2025/nlm_photonics_announces_organic_electro-optic_material_with_record-breaking_performance/.

Настольный цифровой вольтметр 4½ разряда с ЖК-индикатором

Сергей Глибин

Представленный ниже цифровой вольтметр может быть выполнен отдельным прибором или базовым блоком в составе мультиметра с высокой точностью измерений и малым током потребления.



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

В цифровых вольтметрах на 4½-разрядном АЦП ICL7135, опубликованных, например, в [1, 2], измеренное напряжение отображают цифровые семисегментные светодиодные (англ. аббревиатура – LED) индикаторы. Для таких измерительных приборов заслуживает внимания применение цифровых индикаторов на жидких кристаллах – ИЖЦ (англ. аббревиатура – LSD). Это приводит к значительному снижению токов потребления и, как следствие, влияние собственных помех на показания приборов исключается без превентивных мер, свойственных динамической индикации управления LED-индикаторами. Уже эти факторы обусловили массовый промышленный выпуск приборов с ИЖЦ, в том числе портативных мультиметров.

Схема вольтметра на 4½-разрядном АЦП и ИЖЦ приведена на рис. 1.

Основные технические характеристики

Максимальное измеряемое входное напряжение, В. ±19,999
Входное сопротивление, МОм ... 11,1
Разрешение, мВ 1
Погрешность при максимальном значении измерения, % * 0,005
Частота обновления показаний, Гц. 2,5
Напряжение питания в пределах, В 1–4,2
Номинальное напряжение питания, В 3,7
Ток потребления при номинальном напряжении, мА .. 2,1
Габаритные размеры, мм 72×102×19
* В диапазоне температур от 15 до 30°C.

АЦП на микросхеме DD1 ICL7135CN включён по типовой схеме [3]. Прецизионный источник опорного напряжения выполнен на микросхеме DA1 LM285D-1,2RG с ТКН не более ±30 ppm/°C [4]. Требуемый для работы АЦП внешний тактовый генератор с частотой 100 кГц собран также по

типовой схеме – схеме Пирса на логическом элементе HE в составе микросхемы DD2 HEF4060BE, содержащей 14-битный двоичный счётчик. С выхода Q9 счётчика импульсная последовательность формы меандр частотой 97,7 Гц (поделённая на 2^{10} тактовая частота) и амплитудой 5 В служит управляющим напряжением индикатора HG1 типа ИЖЦ-09-5/7. Управляющее напряжение поступает на его общий вывод COM и на входы Р микросхем DD2–DD7, на выходах которых для отображения цифр и символов формируются напряжения, противофазные управляющему.

В приборах на АЦП серии 7135 ситуация перегрузки, когда напряжение между входами IN+ и IN– превысит значение ±1,9999 вольта, сопровождается изменениями выходных сигналов АЦП. Так, на выходах данных B1–B8 – уровни лог. 0. На выходе перегрузки OR вместо уровня лог. 0 – импульсная последовательность формы меандр с частотой обновления показаний. На D1–D5 импульсы динамической индикации следуют уже не непрерывно, а пачками с частотой обновления, что и вызывает на LED-индикаторах мигание нулей (0-0-0-0) в четырёх младших разрядах.

Для аналогичного отображения перегрузки на ИЖЦ разработчики АЦП рекомендуют применить специализированную БИС ICM7211A, плюс несколько дополнительных логических микросхем (Figure 9 [3]). Это усложняет схемное решение и увеличивает габариты прибора. Конечно, индикацию перегрузки можно упростить, задействовав в ИЖЦ символ «—» (Figure 10 [3]) или неиспользуемую десятичную точку DP, но визуально это малозаметно. В настоящее время нетрудно найти отечественные дешифраторы K176ИД2, которые, помимо сигналов управления семисегментными индикаторами,

имеют как строб-входы ST, так и входы BI (Blanking Input) – входы гашения. Подача с выходов D1–D4 АЦП импульсов динамической индикации в качестве стробирующих на входы ST дешифраторов и импульсов гашения с выхода OR на входы BI обеспечит отображение перегрузки на ИЖЦ, идентичное «светодиодной». Четыре таких дешифратора DD3–DD6 в вольтметре без каких-либо дополнительных элементов заменили «набор» с ICM7211A и заняли на печатной плате меньшую площадь. Подобное схемное решение с применением K176ИД2 было успешно реализовано автором значительно ранее в электронных часах-таймере [5], содержащих микросхему K176ИЕ18, тоже вырабатывающую импульсы динамической индикации.

В старшем разряде D1 индикатора HG1 отображаются символы: «L» (Low Bat) из сегментов 1F, 1E, 1D; «1» – 1B, 1C; «—» (минус) – 1G, а в разряде D2 – десятичная точка DP2. Для их отображения применена микросхема DD7 HCF4054BE – драйвер управления ИЖЦ. Драйвер содержит четыре стробируемые защёлки на DL-триггерах и четыре выходных усилителя управляющего напряжения ИЖЦ. Выходные напряжения формируются из сигналов на соответствующем D-входе и общем входе Р как результат логической операции «исключающее ИЛИ». При измерениях отрицательных напряжений для отображения символа «—» (минус) сегментом G1 ИЖЦ дополнительно установлен инвертор на элементах VT2, R15.

Стабильное напряжение питания +5 В выдаёт повышающий преобразователь, выполненный на микросхеме DA3 NCP1402SN50T1. КПД преобразователя при напряжении на входе 3,7 В не хуже 0,925. Для получения на малых токах максимального КПД следует правильно выбрать параметры дроселя L2 [6]. В данном случае его индуктивность должна быть в пределах

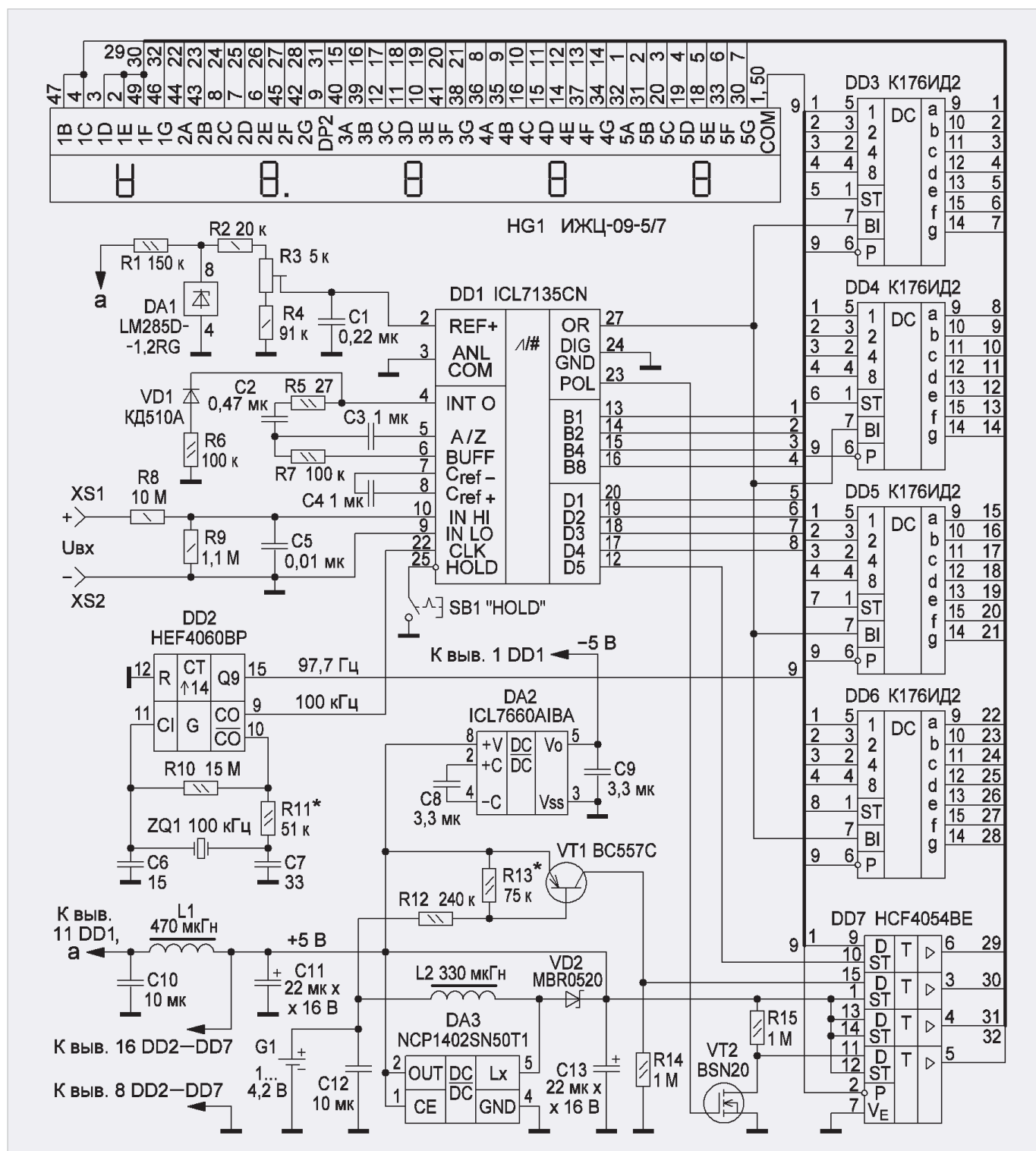


Рис. 1. Принципиальная схема вольтметра

220...360 мкГн, а активное сопротивление – не более 2 Ом. Автор применил дроссель серии ЕС36. Напряжение питания –5 В получено от преобразователя серии 7660А (DA2) на коммутируемых конденсаторах. Образцы серии 7660S, взятые на тестирование из трёх разных источников, почему-то имели повышенное внутреннее сопротивление. Узел слежения за разрядом аккумулятора собран на транзисторе VT1 и описан автором в [7].

Для получения высокой точности измерений необходимо при выборе некоторых электронных компонентов соблюдать следующие рекомендации.

1. Источник опорного напряжения DA1 должен обладать ТКН не хуже $\pm 50 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$.
2. Резисторы R2, R4, R8 и R9 – металлоплёночные (Metal Film) с допуском $\pm 1\%$ и ТКС $\pm 100 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$, лучше $\pm 50 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$. Например, серии MF25 или MBV0207.

3. Конденсаторы C1, C3–C5 – металлоплёночные, номинальное напряжение 63 В или 100 В.
4. Интегрирующий конденсатор C2 для ICL7135CN рекомендован в [8] с диэлектриком как из полипропилена, так и из полиэстера. Полипропиленовые конденсаторы предпочтительнее, но более габаритны. Были испытаны полипропиленовый серии СВВ22 0,47 мкФ 630 В и с диэлектриком из поли-

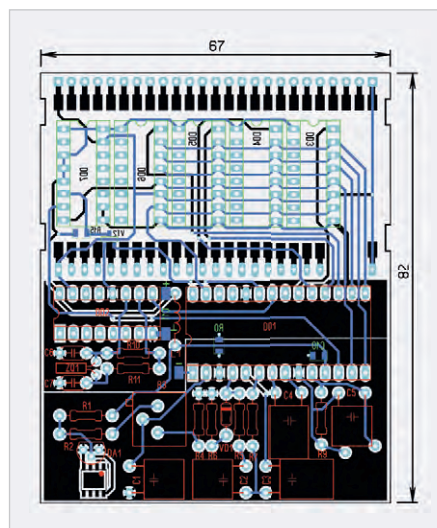


Рис. 2. Шаблон печатной платы вольтметра

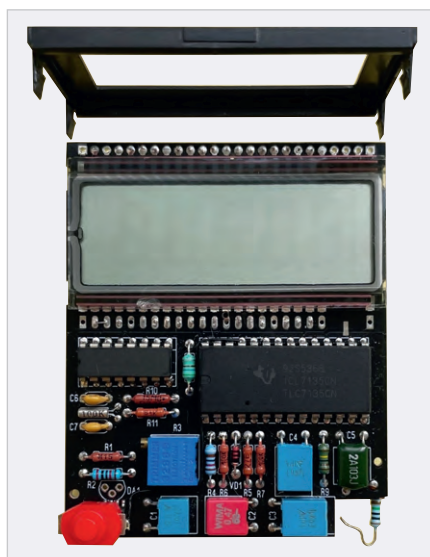


Рис. 3. Плата со снятым каркасом ИЖЦ

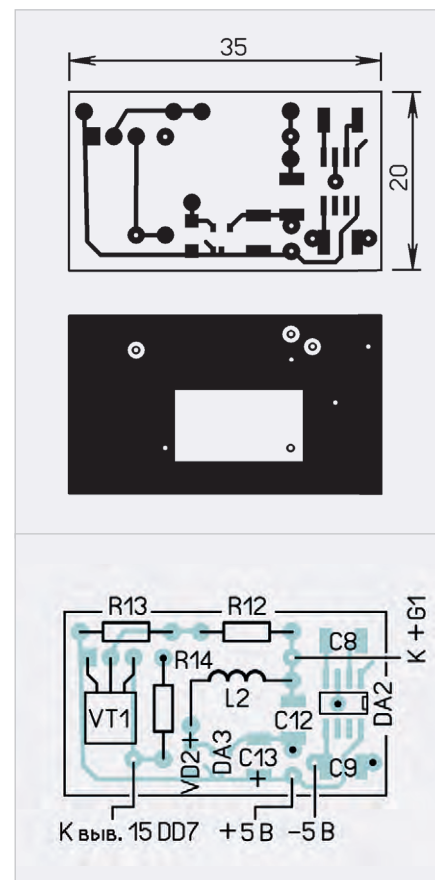


Рис. 4. Чертеж печатной платы блока питания вольтметра

эстера серии MKS2 0,47 мкФ 63 В (WIMA). При подаче на вход «Увх» напряжений от 10 мВ до 10 В показания при смене конденсаторов совпадали, хотя при тесте на абсорбцию переносом входа IN+ (IN HI) АЦП на вход REF+ они были соответственно 9996 и 9990. АЦП с его разрешением не «почувствовал» разницу в абсорбции. Установлен конденсатор из полиэстера как менее габаритный.

Резисторы: R1, R5–R7, R10–R14 – C2-33 0,125 Вт; R15 – поверхностно монтируемый, типоразмера 0805 (SMD 0805); подстроечный резистор R3 – многооборотный серии 3296 исполнения Р.

Конденсаторы: C6, C7 – K10-17Б имп.; C8, C9, C12 – SMD 1206; C10 – SMD 0805; оксидный C11 – SMD, типоразмера С; C13 – типоразмера В.

Дроссель L1 – серии ЕС24.

В АЦП серии 7135 имеется функция HOLD, позволяющая зафиксировать отображаемое на индикаторе измеренное значение. Для её включения задействована кнопка с фиксацией SB1 типа 1208YD.

Шаблон печатной платы вольтметра в формате программы Sprint-Layout 6.0 приведён на сайте редакции, а в формате BMP на рис. 2. Её размеры 67×82 мм. Аналоговый и цифровой полигоны общего провода отдельные и соединены в одной точке резистором нулевого сопротивления R0 типа SMD 0805. До монтажа резистора следует убедиться в отсутствии замыканий между полигонами.

ИЖЦ-09-7/5 подключён к плате прибора через две токопроводящие резиновые полоски «зебра». Он накрыт

каркасом, склеенным из тонкого листового полистирола, с окном под экран (рис. 3). Для крепления каркаса на его боках имеются по две лапки с зубцами, направленные к краям платы. «Зебры» укладывают на контактные площадки платы, сверху – индикатор, его накрывают каркасом и весь пакет прижимают к плате до фиксации зубцов на краях. На контактных площадках имеются два ряда сквозных отверстий под пайку (рис. 2), что позволяет установить в них ИЖЦ с гибкими выводами, например, ИЖЦ2-5/7. Соединения отверстий с выходами микросхем DD2–DD7 выполнены отрезками провода МС 16-13 сечением 0,07 мм².

Чертеж печатной платы блока питания и расположение элементов приведены на рис. 4. Плата изготовлена из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита. Медная фольга на стороне платы, не содержащей элементы, служит полигоном общего провода. Для соединения выводов элементов с полигоном в сквозные отверстия контактных площадок вставлены и пропаяны с обеих сторон отрезки одножильного монтажного провода. На расположении элементов эти отверстия отмечены чёрным цветом.

Конструкция вольтметра предусматривает установку двух источников питания (ИП). Основной – G1 – литий-полимерный аккумулятор, размещён на нижней стороне платы (рис. 5, поз. 1) слева от блока питания (поз. 2). Ёмкости 1600 мА·ч хватает на месяц непрерывной работы прибора. Второй ИП (поз. 3) – резерв-

ный, типоразмера AAA (мизинчиковый), можно установить как аккумулятор, так и гальванический элемент. Для переключений ИП установлен угловой движковый микропереключатель МК-22D10 (поз. 4). Заряжают аккумуляторы через гнездо DS-212 (поз. 5). Гнездо, микропереключатель и резервный ИП на рис. 1 не показаны.

В налаживании вольтметр достаточно прост. Сначала на плате монтируют микросхему DD2 с элементами генератора. Подборкой резистора R11 добиваются минимального тока, потребляемого микросхемой (около 50 мкА). После завершения монтажа вольтметра показания калибруют движком подстроечного резистора R3, а при напряжении аккумулятора 3...3,15 В подбором номинала резистора R13 выставляют появление в разряде D1 индикатора HG1 символа «L» (Low Bat).

Автор выражает признательность коллеге Вадиму Мусияке за создание 3D-модели корпуса прибора и его изготовление на 3D-принтере, а также Рашиду Соколову за изготовление печатных плат на промышленном оборудовании.

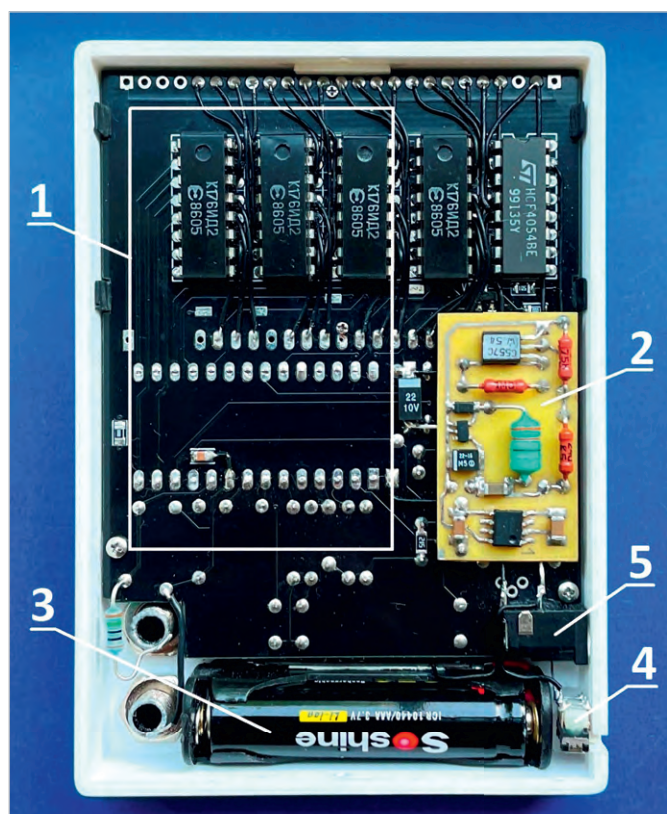


Рис. 5. Вид полностью смонтированного вольтметра



Рис. 6. Вид прибора в корпусе

Литература

1. Коротков И. Вольтметр на ICL7135 // Радио. 2004. № 9. С. 33, 34.
2. Бирюков С. Настольный вольтметр на 4½ разряда // Радио. 2024. № 8. С. 29–32; Радио. 2025. № 1. С. 29–31.
3. ICL71356. URL: [https://pl-1.org/getproductfile.axd?id=12730&filename=](https://pl-1.org/getproductfile.axd?id=12730&filename=icl7135.pdf)
4. LM285. URL: <https://static.chipdip.ru/lib/401/DOC040401901.pdf> (дата обращения: 25.08.2025).
5. Глибин С. Часы-таймер с будильником // Радио. 1994. № 7. С. 22–25.
6. Глибин С. Микроомощный преобразователь напряжения с высоким КПД // Радио. 2017. № 5. С. 23.
7. Глибин С. Узел контроля разрядки литиевого аккумулятора // Радио. 2019. № 4. С. 20.
8. ICL7135C, TLC7135C 4 ½-DIGIT PRECISION ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTERS. URL: <https://pl-1.org/getproductfile.axd?id=12730&filename=tlc7135.pdf> (дата обращения: 25.08.2025).



НОВОСТИ МИРА. ЧИТАЙТЕ НА ПОРТАЛЕ WWW.CTA.RU

Россия экстренно собирает мнение ИТ-отрасли о свободной торговле чипами с Индией

Правительство России готовится к переговорам о свободной торговле с Индией и экстренно собирает позицию отечественных производителей радиоэлектроники. Как сообщили источники CNews, департамент радиоэлектронной промышленности Минпромторга 2 октября разослал компаниям запрос, ответ на который требуется предоставить до 3 октября 2025 года.

Что хочет Минпромторг

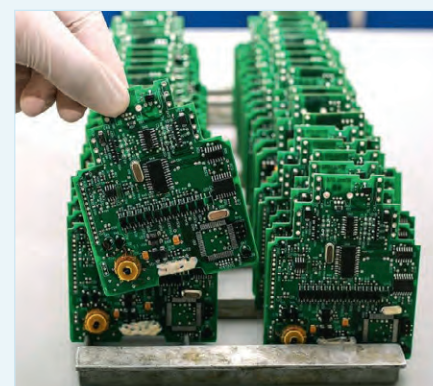
Ведомство просит предоставить:

- список ИТ-компаний, заинтересованных в беспоплатной торговле с Индией (с указанием продукции и обоснованием интереса);

- оценку потенциала экспорта в Индию;
- сведения о действующих или планируемых инвестиционных проектах;
- перечень чувствительных тарифов и сборов при экспорте;
- данные о нетарифных ограничениях (сертификация, стандарты, техрегламенты). От компаний также ждут оценки:
- объемов критически важного импорта промышленных товаров из Индии;
- влияния снятия барьеров на конкурентную среду в России;
- возможных рисков для внутреннего рынка и отечественных производителей.

Контекст

Первый раунд переговоров по соглашению о свободной торговле между Индией и странами ЕАЭС запланирован на ноябрь 2025 года.



Аргументы «за» и «против»

- За: доступ к индийскому рынку и диверсификация поставок чипов и электроники.
- Против: возможное усиление конкуренции для российских производителей и давление на внутренний рынок.



Частотный анализ дифференциальной линии передачи для интерфейса USB 3.1 в САПР SimPCB Lite

Виктор Ухин, Вячеслав Кухарук

В статье объясняется необходимость выполнения частотного анализа линий передачи. Приводится пример расчёта в САПР SimPCB Lite от компании «ЭРЕМЕКС» для дифференциальной линии высокоскоростного интерфейса USB 3.1.

Значительная часть инженеров при расчёте параметров линий передачи часто ограничиваются расчётом без потерь. Это оправдано, когда стоит задача оценить только волновое сопротивление или задержку, так как известно, что при вычислении импеданса в широком диапазоне частот

его разброс не превышает 5%. Такая погрешность вполне удовлетворяет требованиям большого количества интерфейсов передачи данных. На рис. 1 показан пример зависимости волнового сопротивления одиночной линии передачи от частоты, полученной в программе SimPCB Lite.

При проектировании высокочастотных и высокоскоростных устройств знания импеданса, погонной ёмкости, индуктивности и задержки может быть уже недостаточно, и расчёт без учёта потерь не покрывает все потребности специалиста. В этом случае необходимо оценивать поведение линии с учётом частоты сигнала, то есть выполнить частотный анализ. Данный вид расчёта позволяет вычислять следующее.

1. Значение волнового сопротивления на конкретной частоте. Дан-

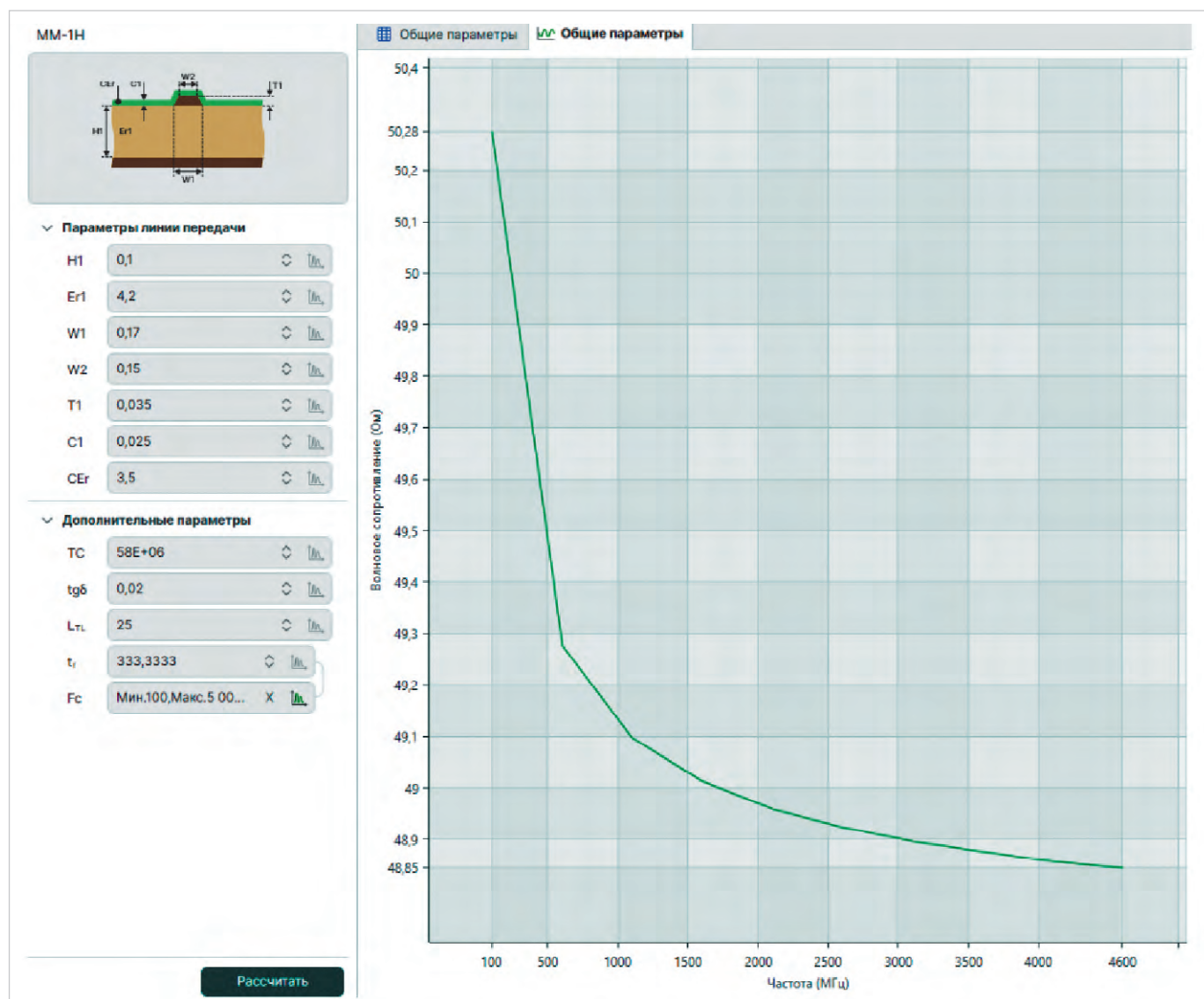


Рис. 1. График зависимости волнового сопротивления от частоты

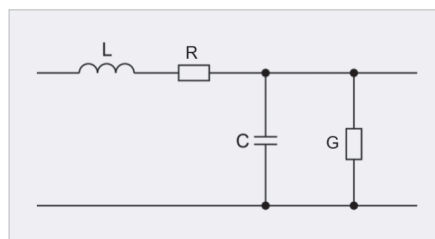


Рис. 2. Модель линии передачи при частотном анализе

Диапазон значений

Мин.

Макс.

Шаг

Рис. 6. Настройка множественного расчёта для Ltl

ДММ-2Н

Общие параметры					
Zdiff	Tpd	C	Vp	L	EEr
89,9710	5 380,4287	59,8018	1,859E+08	484,0823	2,6018

☐ H1: 0,076
☐ Er1: 3,5
☐ H2: 0,076
☐ Er2: 3,5
☐ W1: 0,23
☐ W2: 0,21
☐ S1: 0,15
☐ T1: 0,045
☐ C1: 0,025
☐ CEr: 3,5
☒ Zdiff: 89,971

Рис. 3. Параметры дифференциальной пары и результат расчёта без учёта потерь

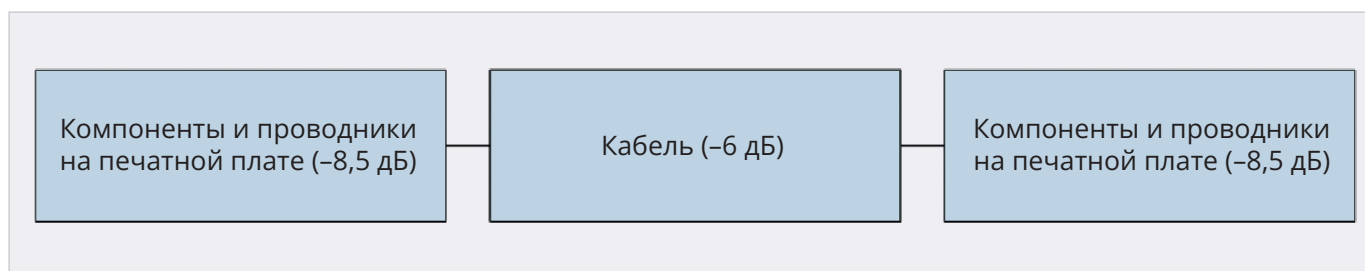


Рис. 4. Распределение потерь в дифференциальной паре USB 3.1

ДММ-2Н

Параметры линии передачи

Дополнительные параметры

TC: 58E+06

tgδ: 0,009

L_{TL}: 100

t_r: 333,3333

Fc: Мин. 2 500, Макс. 10...

Общие параметры											
Fc	t _r	Zdiff	R	L	C	G	α _{об,Р}	α _{об,О}	α _{об}	Tpd	Vp
2500,0000	40,0000	90,2832	8,0205	48,7435	5,9802	0,0007035	-0,3858	-0,2759	-0,6617	539,9034	1,852E+08
3000,0000	33,3333	90,2426	8,7166	48,7003	5,9802	0,0008442	-0,4195	-0,3309	-0,7504	539,6638	1,853E+08
3500,0000	28,5714	90,2116	9,3491	48,6671	5,9802	0,000985	-0,4501	-0,3859	-0,8360	539,4802	1,854E+08
4000,0000	25,0000	90,1872	9,9299	48,6410	5,9802	0,001126	-0,4782	-0,4409	-0,9191	539,3353	1,854E+08
4500,0000	22,2222	90,1677	10,4691	48,6202	5,9802	0,001266	-0,5043	-0,4959	-1,0002	539,2199	1,855E+08
5000,0000	20,0000	90,1514	10,9757	48,6028	5,9802	0,001407	-0,5288	-0,5509	-1,0797	539,1232	1,855E+08
5500,0000	18,1818	90,1369	11,4559	48,5873	5,9802	0,001548	-0,5520	-0,6059	-1,1579	539,0373	1,855E+08
6000,0000	16,6667	90,1243	11,9098	48,5738	5,9802	0,001688	-0,5739	-0,6609	-1,2348	538,9627	1,855E+08
6500,0000	15,3846	90,1133	12,3426	48,5620	5,9802	0,001829	-0,5949	-0,7159	-1,3107	538,8973	1,856E+08
7000,0000	14,2857	90,1038	12,7580	48,5518	5,9802	0,00197	-0,6149	-0,7709	-1,3858	538,8407	1,856E+08
7500,0000	13,3333	90,0951	13,1559	48,5425	5,9802	0,002111	-0,6342	-0,8258	-1,4600	538,7889	1,856E+08
8000,0000	12,5000	90,0872	13,5389	48,5341	5,9802	0,002251	-0,6527	-0,8808	-1,5335	538,7422	1,856E+08
8500,0000	11,7647	90,0801	13,9083	48,5265	5,9802	0,002392	-0,6706	-0,9358	-1,6064	538,6999	1,856E+08
9000,0000	11,1111	90,0742	14,2658	48,5202	5,9802	0,002533	-0,6878	-0,9908	-1,6786	538,6650	1,856E+08
9500,0000	10,5263	90,0688	14,6143	48,5144	5,9802	0,002673	-0,7047	-1,0458	-1,7504	538,6329	1,857E+08
10000,0000	10,0000	90,0633	14,9523	48,5085	5,9802	0,002814	-0,7210	-1,1007	-1,8218	538,6002	1,857E+08

Рис. 5. Результат расчёта дифференциальной линии передачи интерфейса USB 3.1 с учётом частоты

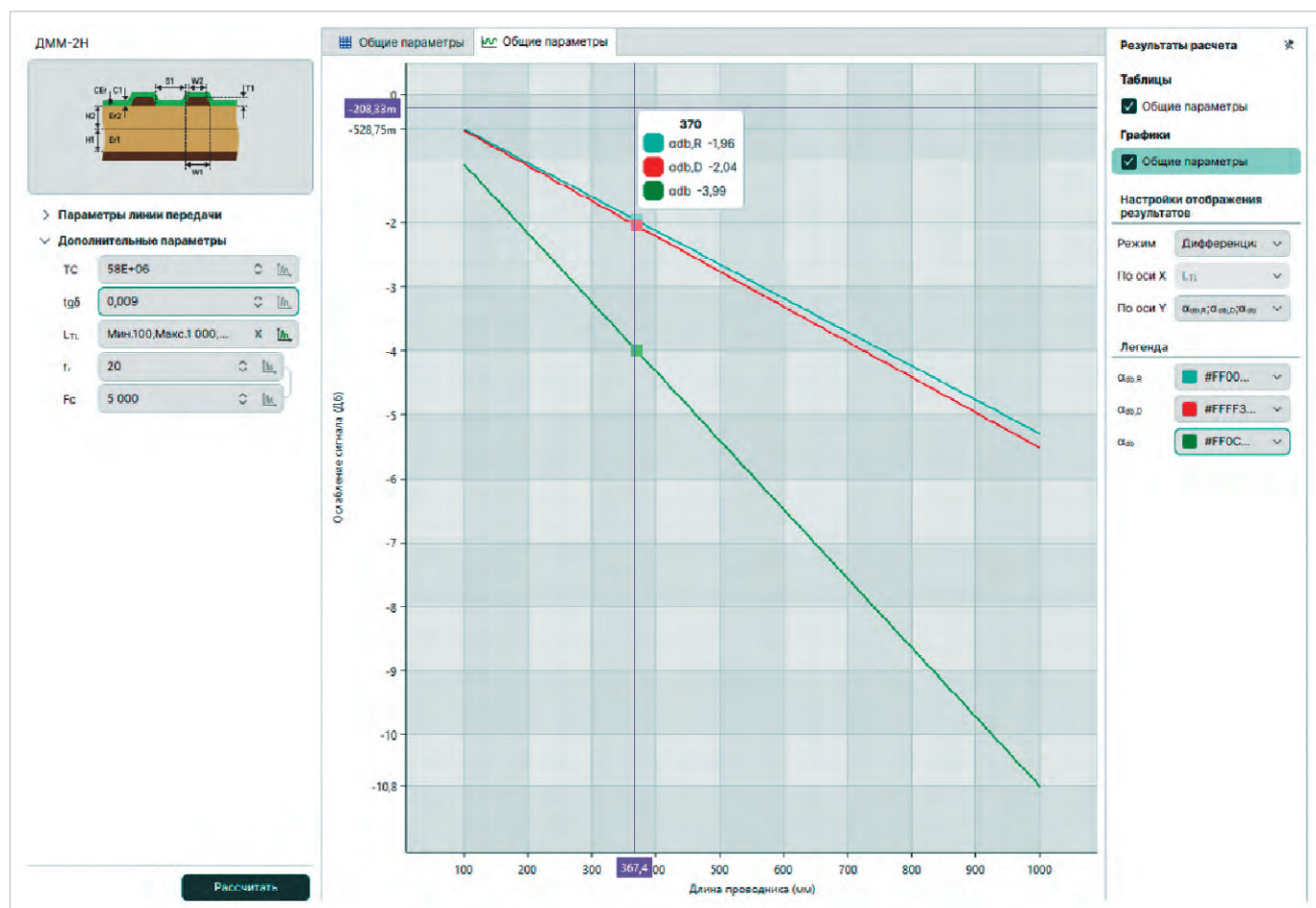


Рис. 7. Результат расчёта ослабления сигнала в зависимости от длины линии передачи для материала TU-872

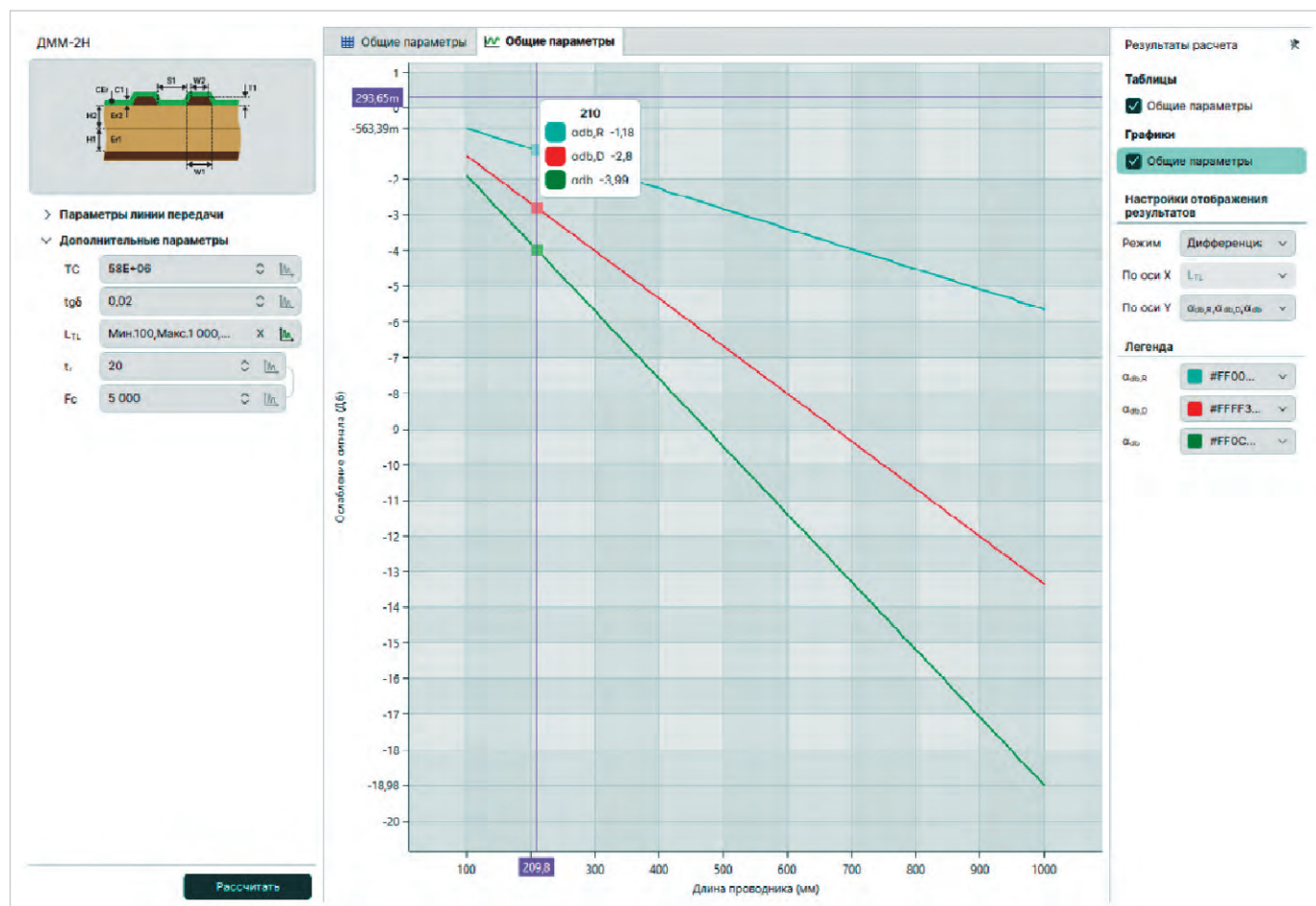


Рис. 8. Результат расчёта ослабления сигнала в зависимости от длины линии для материала FR4

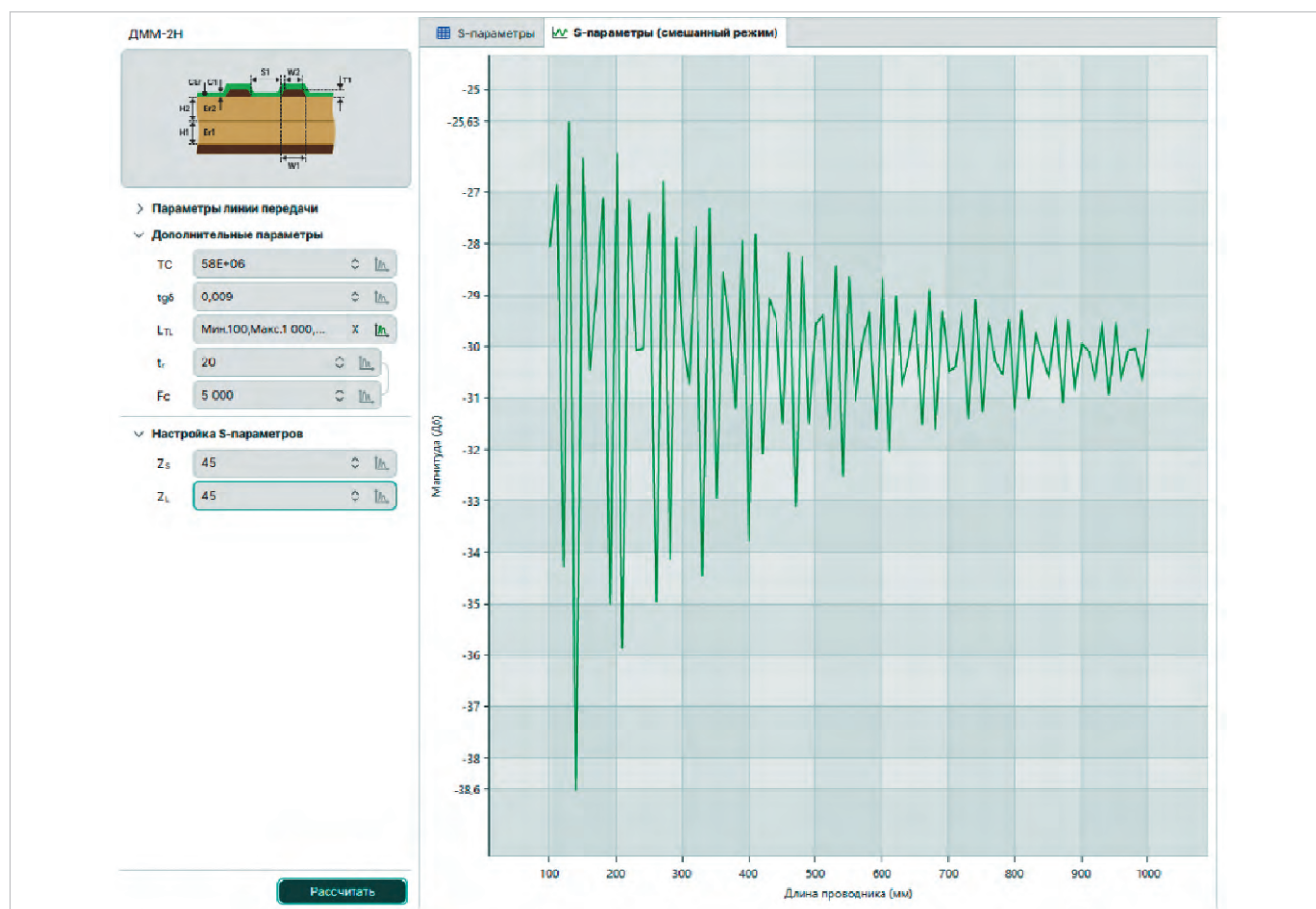


Рис. 9. Результат расчёта коэффициента SDD11

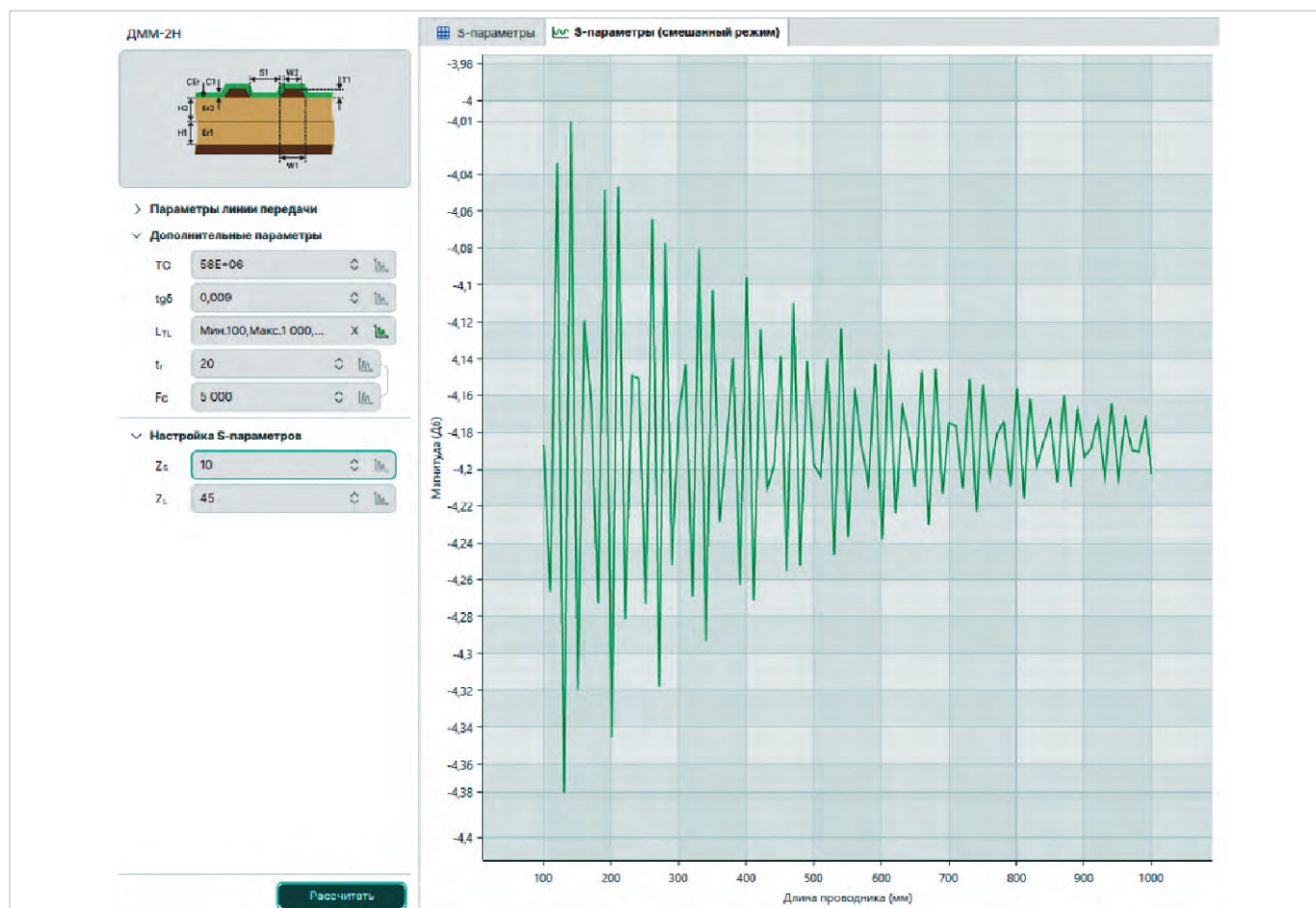


Рис. 10. Результат расчёта SDD11 для несогласованной линии передачи

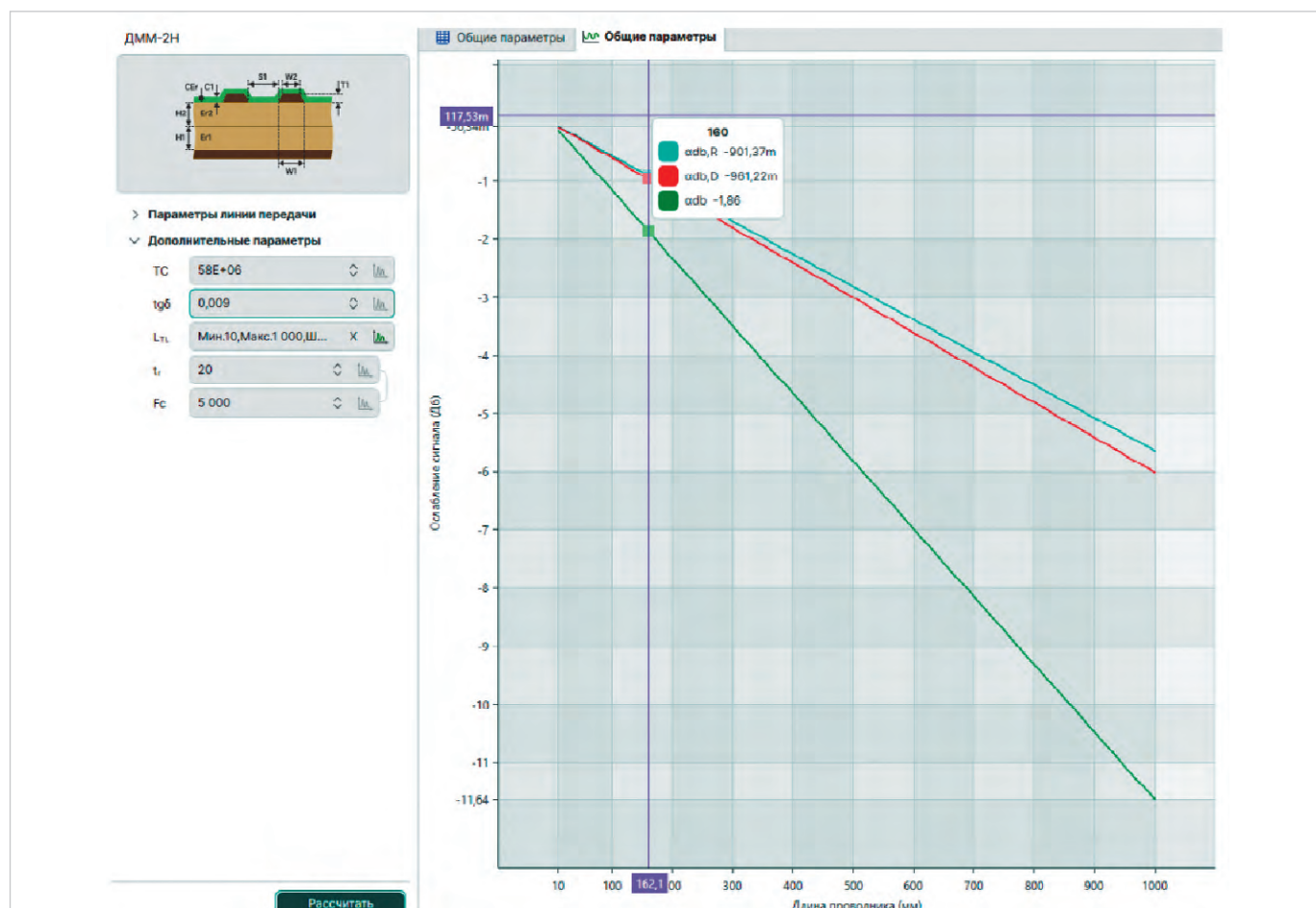


Рис. 11. Зависимость ослабления сигнала от длины линии передачи (TU-872)

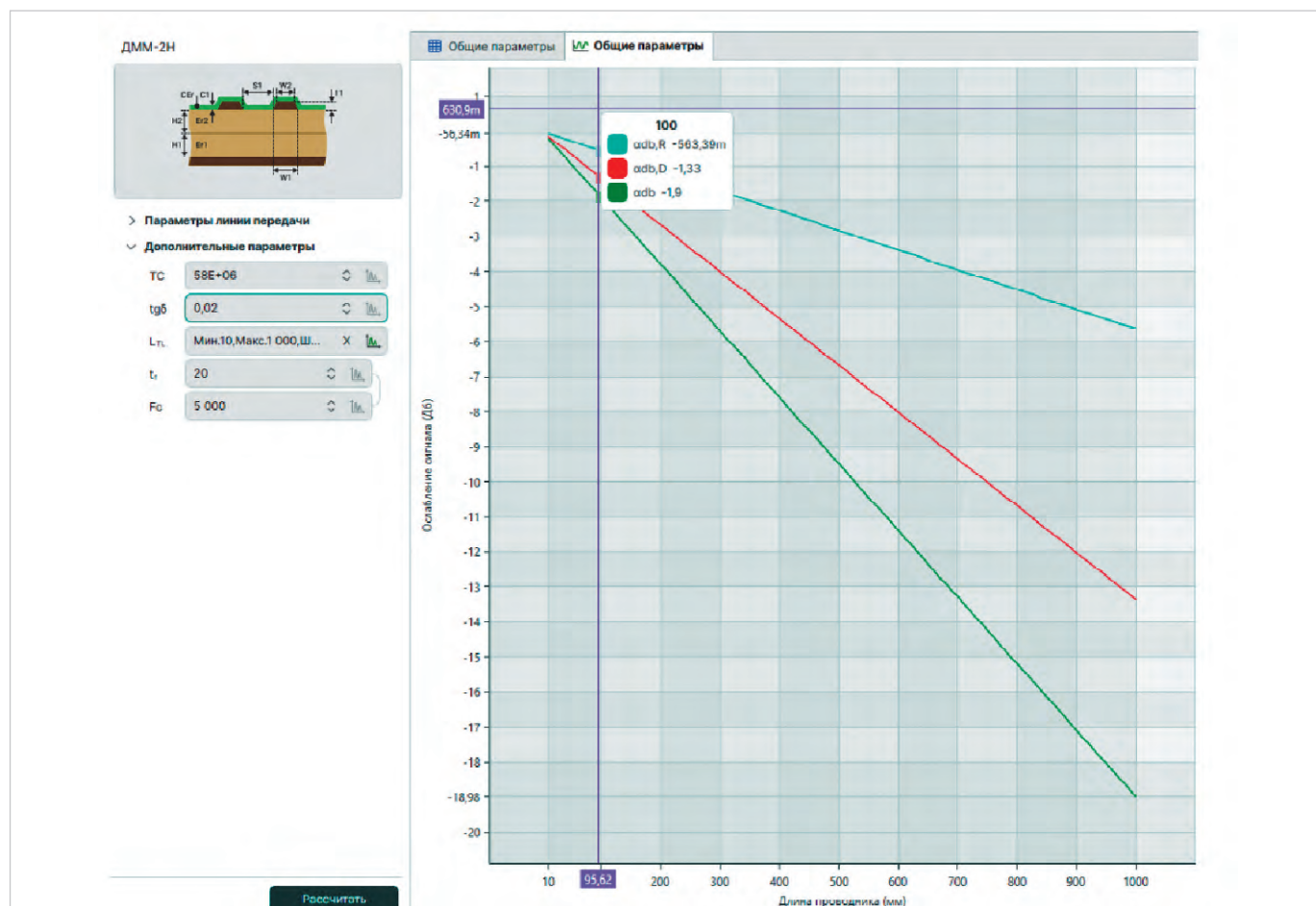


Рис. 12. Зависимость ослабления сигнала от длины линии передачи (FR4)

ная информация позволяет более точно оценить возвратные потери в линии передачи, что важно при построении высокочастотных трактов.

2. Все первичные параметры линии передачи (индуктивность, ёмкость, активное сопротивление, проводимость диэлектрика). Модель линии в этом случае является полной и представляется так, как показано на рис. 2.
3. Ослабление сигнала. Позволяет определить допустимую длину линии передачи.
4. S-коэффициенты линии передачи (возратные потери и потери непосредственно в линии).

В статье в качестве примера проведём для интерфейса USB 3.1 частотный анализ дифференциальной линии передачи и определим её максимальную допустимую длину на печатной плате. Известно, что скорость передачи данных через данный интерфейс варьируется в диапазоне от 2,5 Гбит/с до 10 Гбит/с. Параметры линии возьмём из статьи [1]. На рис. 3 показан её расчёт без учёта потерь.

Максимальное ослабление сигнала при передаче данных по USB 3.1 не должно превышать –23 дБ [2]. При этом схема распределения потерь выглядит так, как показано на рис. 4.

Видно, что суммарное ослабление на печатной плате не должно быть более –8,5 дБ. Исключив потери на компонентах, переходных отверстиях, если таковые имеются, а также паяных соединениях, получим, что максимальное ослабление в дифференциальной линии передачи будет составлять примерно –4 дБ. Формула для расчёта допустимых потерь в линии следующая:

$$A_{\max} = -8,5 - A_{\text{via}} - A_{\text{comp}} - A_{\text{sold}}$$

где A_{via} , A_{comp} , A_{sold} – ослабление сигнала в отверстиях, компонентах, паяных соединениях соответственно. Для более точной оценки потерь в линии необходимо использовать информацию из документации на применяемые компоненты.

В соответствии с выражением $A = 10_{\log}(P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}})$ получаем, что $P_{\text{вых}} = 0,398P_{\text{вх}}$. То есть допускается потеря мощности в 60%.

Выполним расчёт параметров дифференциальной пары, представленной выше (рис. 3), в частотном диапазоне от 2,5 ГГц до 10 ГГц с шагом 500 МГц в

программе SimPCB Lite. Результат расчёта показан на рис. 5 и соответствует длине линии в 100 мм.

Рассчитаны все первичные параметры линии (R, L, C, G), волновое сопротивление (Z_{diff}), потери в проводнике $\backslash adb, R$, в диэлектрике $\backslash adb, D$, суммарное ослабление $\backslash adb$.

Волновое сопротивление и индуктивность уменьшаются с увеличением частоты, активное сопротивление, проводимость диэлектрика и потери возрастают, ёмкость остаётся без изменений. Постоянство ёмкости объясняется тем, что диэлектрическая проницаемость применяемого материала практически не изменяется до 10 ГГц.

Оценим ослабление сигнала в зависимости от длины линии передачи для частоты 5 ГГц. Для этого параметр Ltl переведём в режим множественного расчёта и зададим для него следующие значения (рис. 6). На рис. 7 представлен результат расчёта. Видно, что ослабление сигнала в –4 дБ соответствует длине линии в 368 мм.

В первом примере используется материал TU-872. Данный материал рекомендуется применять в высокоскоростных устройствах. Однако инженер часто ориентируется на стандартный FR4. Отличия этих двух материалов в диэлектрической проницаемости и тангенсе угла диэлектрических потерь. Для второго материала первый параметр составляет 4,2, а второй – 0,02. Следует отметить, что тангенс угла диэлектрических потерь в значительной степени влияет на ослабление сигнала в диэлектрике. Выполним расчёт, аналогичный представленному выше, но для материала FR4, и оценим максимальную длину линии. Результат расчёта показан на рис. 8. Для материала FR4 максимальная длина линии будет меньше и составит 210 мм.

На ослабление сигнала влияют и потери на отражение. Такие потери можно оценить с помощью S-параметров. Если линия передачи согласована, то отражение должно быть минимальным. Выполним расчёт коэффициента SDD11 на частоте 5 ГГц в зависимости от длины согласованной дифференциальной линии передачи в программе SimPCB Lite. Материал диэлектрика TU-872. Результат расчёта показан на рис. 9. Максимальные потери составляют –25 дБ. Это означает, что менее чем 0,5% мощ-

ности сигнала будет рассеяно. То есть потерями на отражение можно пренебречь.

В качестве примера рассмотрим и несогласованную линию передачи. Для этого изменим сопротивление источника на 10 Ом. График зависимости SDD11 от длины линии передачи на частоте 5 ГГц показан на рис. 10.

Максимальные потери на отражение составляют уже –4 дБ, что соответствует снижению мощности сигнала на входе линии в 40%. То есть допустимое ослабление сигнала уже будет $A = 10_{\log}(0,39P_{\text{вх}}/0,6P_{\text{вх}}) = -1,87$ дБ. В результате длина дифференциальной линии передачи для материала TU-872 составит 162 мм (рис. 11), а для FR4 – 96 мм (рис. 12).

Кроме этого, следует отметить, что при коэффициенте SDD11, равном –4 дБ, возникнет высокая вероятность появления проблем с целостностью сигналов, что может привести к некорректной работе интерфейса [3]. Принимать решение об использовании такой реализации следует только после дополнительного анализа во временной области.

Частотный анализ позволяет инженеру получить два важных первичных параметра линии передачи: активное сопротивление (R) и проводимость диэлектрика (G). R и G являются элементами, от которых зависит ослабление сигнала. Используя суммарные потери (проводник и диэлектрик), можно оценить допустимую длину линии для любой модели линии передачи. Следует помнить, что на ослабление влияет и коэффициент отражения от входа. Если линия согласована, то потерями на отражение можно пренебречь, в противном случае их следует учитывать.

Литература

1. Кухарук В.С., Ухин В.А. Расчёт волнового сопротивления на печатной плате для интерфейса USB 3.1 в САПР SimPCB Lite // Современная электроника. 2025. № 6. С. 18.
2. URL: <https://www.infineon.com/> (дата обращения: 27.08.2025).
3. Кечиев Л.Н. Справочник по расчёту электрической ёмкости, индуктивности и волнового сопротивления в электронной аппаратуре: инженерное пособие. М.: Грифон, 2021. 280 с.



АксонOMETрическая визуализация магнетизма

Андрей Шабронов

Магнетометры выдают измеряемые данные в трёх осях координат объёма пространства. Так как экран монитора – это плоскость, то для отображения объёмных данных на плоскости используется способ аксонометрии. Получается двухмерное отображение трёхмерных параметров.

Предлагаемая конструкция подключается к USB-порту компьютера с операционной системой Windows и отображает данные трёх магнетометров HMC5883L на экране с интервалом построения фигур до 200 миллисекунд.

Отображение объёмных значений магнетизма в плоскости позволяет достовернее изучить особенности распространения магнитного поля (МП), влияние магнетизма Земли (нашей планеты обитания) и провести различные познавательные эксперименты с магнитами.

Магнетизм как объёмное явление

Для магнетизма придумана формулировка «магнитное поле». В слове «поле» заложено контекстное базовое понятие «плоскость». Даже песня про поле «... русское поле, светит луна или падает снег...» подсознательно формирует «плоское» восприятие магнетизма.

Магнитная стрелка (компас) также наводит на мысль о плоскости, так как стрелка вращается в плоскости, и вертикальная составляющая магнетизма Земли не учитывается.

Такие неучтённые «мелочи» магнетизма, как объёмность, создают неточные толкования и во всех других проявлениях этого интересно

го явления. В дальнейшем описании будем использовать общее понятие «магнетизм», которое имеет три значения своей «силы», распределённых в пространстве по трём ортогональным осям. Ортогональность – это обобщённое понятие перпендикулярности в геометрии [1].

Существует множество программ, позволяющих моделировать магнетизм [2, 3] и изучать это явление. Однако такой способ изучения очень похож на анекдот про «обед по телефону» и имеет низкую эффективность понимания и запоминания. Нужна практическая привязка, нужен эксперимент в реальном масштабе времени на современном уровне с использованием доступных персональных компьютеров.

АксонOMETрия придумана именно для того, чтобы перенести параметры «объёма» на плоскость. В нашей конкретной задаче параметры N_x , N_y , N_z , зависящие от «уровня магнетизма», отображаем на плоский треугольник, с осями 120 градусов. На осях фиксируется значение N_x , N_y , N_z , и по этим точкам строим треугольник, как показано на рис. 1.

Например, если вращать датчик магнетометра, то «вращается» и «треугольник», отображающий магнетизм. Реальное влияние перемещения на отображение позволяет уяснить взаимодействие составляющих компонентов N_x , N_y , N_z магнетизма.

Три датчика формируют три треугольника отображения магнетизма. Если датчики и треугольники отображения расставить в линию, то получим распределение магнетизма по данной линии. В идеальном случае эти треугольники должны быть одинаковыми, но в реальности будут отклонения из-за погрешностей измерения. Также возможны и случаи значительных неоднородностей в магнетизме линейного расположения, что позволяет сделать выводы об используемых материалах исследуемого объекта или влиянии внешних воздействий.

Принципиальная схема и конструкция

Принципиальная схема адаптера для трёх магнетометров HMC5883L с фотографиями основных элементов представлена на рис. 2.

Схема построена по блочно-шинной структуре и содержит следующие элементы:

- блок usb-uart подключается через разъём J1. Он переводит интерфейс USB ПК в UART-сигналы. Передаются и принимаются команды для МК U1(12F629). Этот МК доступен и широко распространён, имеет подробную техническую документацию [4];
- МК U1 работает в режиме внутреннего RC-генератора на частоте 4 МГц, что достаточно для работы UART на скорости 1200 бод, а также позволя-

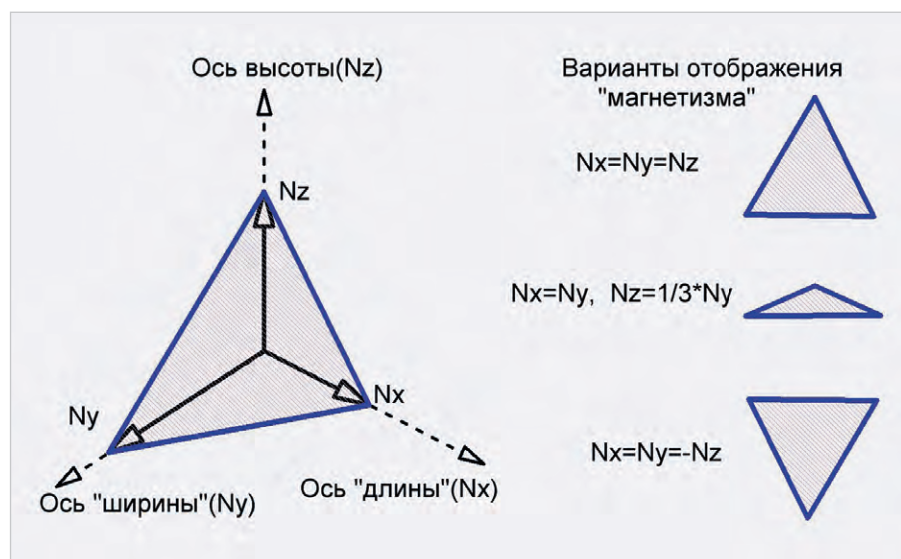


Рис. 1. Аксонометрическое отображение значения магнетизма

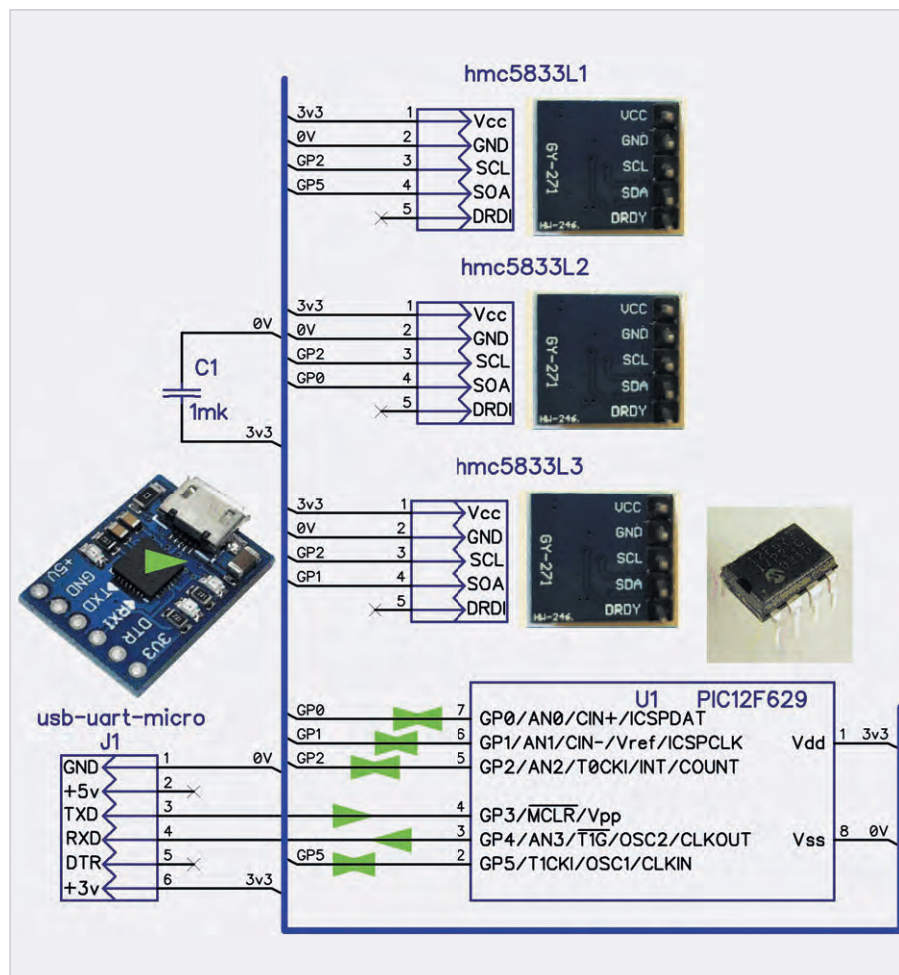


Рис. 2. Принципиальная схема адаптера для трёх магнетометров HMC5883L

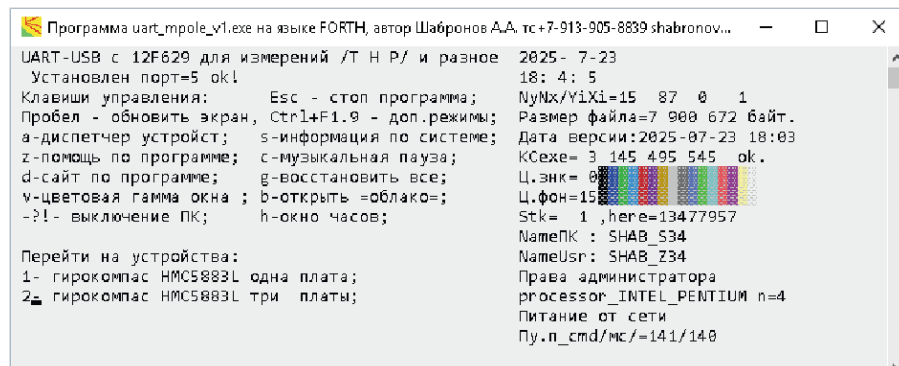


Рис. 3. Окно консоли для выбора варианта отображения

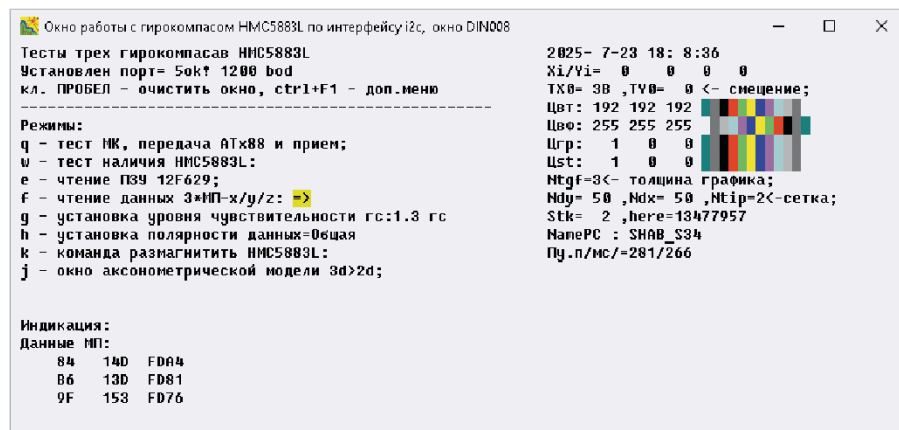


Рис. 4. Окно выбора режимов и цифрового отображения

ет использовать все доступные выводы МК;

- магнетометры HMC5883L(1–3) расположены на модульной печатной плате с элементами «подтяжки» и фильтрации питания [5, 6];
- Для независимой работы трёх магнетометров HMC5883L объединён выход синхронизации интерфейса I²C. Выводы данных магнетометров подключены индивидуально к выводам МК;
- уровни «подтяжки» формируются через платы магнетометров, что позволяет упростить схему до минимального количества элементов. Конденсатор C1 выполняет импульсную фильтрацию по шине питания;
- питание МК и плат магнетометров с напряжением 3,3 вольта обеспечивает адаптер USB-UART. Потребляемый ток не превышает 10 миллиампер;
- поскольку схема сравнительно простая и предназначена для учебных целей, она выполнена на монтажной «разъёмной» плате. Собранный вариант доступен для просмотра по адресу [7];
- принципиальная схема (файл `uart_hms5883l_12f629_n3.dch`) подготовлена в редакторе DIP-TRACE и находится в каталоге [7] архива программы `uart_mpole_v1.exe`. Файлы извлекаются из программы при старте по клавише «4». Эта команда извлекает все составляющие программного обеспечения и сопутствующую документацию конструкции.

Программное обеспечение

Программное обеспечение подготовлено на языке Forht [8], находится в одном файле `uart_mpole_v1.exe` и содержит все составляющие для её развития или текущей работы. Первоначальный запуск программы вызовет стартовое меню, на котором необходимо выбрать требуемый режим работы и для этого нажать цифровые клавиши на выбор из четырёх: 1 – восстановить мини-файл `uart_mpole_v1.ini`, 2 – открыть файл помощи, 3 – восстановить всю информацию для дальнейшей модернизации, 4 – восстановить и скомпилировать новую программу.

Запуск программы в каталоге с наличием файла инициализации выполняется по опциям данного файла. Это текстовый файл, и он доступен для редактирования. Программа под-

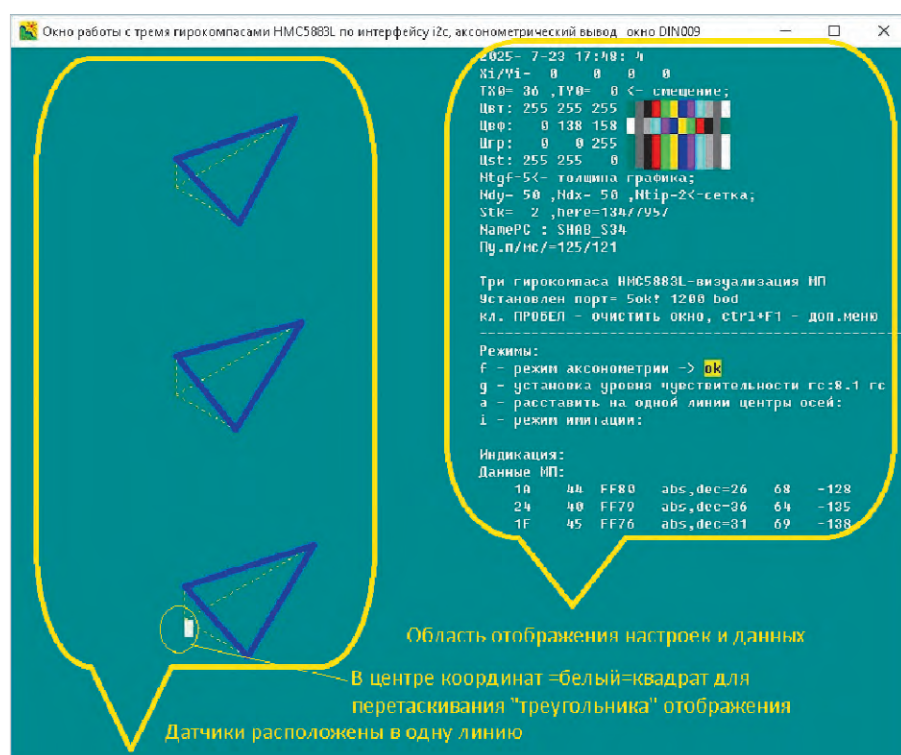


Рис. 5. Окно аксонометрической визуализации трёх магнетометров

готовлена для вариантов отображения с одним или тремя датчиками. Выбор количества отображений задаётся в окне консоли, это показано на рис. 3.

Перечислим последовательность включения режимов.

При нажатии цифровой клавиши «2» открывается окно настроек и цифрового отображения трёх магнетометров, как показано на рис. 4.

При нажатии клавиши «j» открывается окно визуализации отображения в аксонометрической модели, как показано на рис. 5.

Во всех окнах предусмотрено «перетаскивание» областей отображения за «левый верхний угол» по общему окну. Если подвести указатель «мышки», появится мигающий маркер «белый квадрат». Далее нажать левую клавишу «мышки», «захватить» область отображения и «перетащить» в требуемое место. При «захвате» выдаётся звуковой сигнал. В требуемом месте нажать правую клавишу «мышки», захват снимется и также прекратится звуковой сигнал. По адресу [7] расположен видеофайл помощи по настройке расстановки окон визуализации.

Цвета фона, знаков, треугольников магнетизма, осей определяются по установке в соответствующий квадрат выбранного цвета указателем «мышки» и дальнейшим нажатием левой клавиши.

Дополнительно имеются:

- выбор уровня чувствительности магнетометров;
- установка на одной линии всех трёх магнетометров;
- имитационный режим.

В каталоге **forth_assmb_pik12** находятся файлы на языке forth-ассемблер программы работы МК. При компиляции общей программы они также компилируются и формируют в каталоге **uart_mhc5538l_upr_mp_v1** файлы HEX-кодов для записи в МК. Файлы для МК имеют расширение hex и записываются в МК любым доступным программатором.

Работа с МК построена на структуре AT-команд. Например, для получения 18 байт данных от трёх магнетометров передаём код из 6 байт:

«AT» (2 байта), x1E, x3F (режим на три датчика), x20 (чувствительность), x71 (вариант формата данных).

В ответ получаем $6 \times 3 = 18$ байт, содержащих уровни N_x , N_y , N_z соответствующего магнетометра.

Другие команды AT подробно приведены в файле **uart_mhc5538l_upr_mp_v1.f** так, что доступно программировать и на других языках при обращении к МК.

Скорость обращения к МК выбрана в 1200 кбод в стандарте 8N1.

Подробности изучения магнетизма выходят за рамки данного изложе-

ния, но доступны для самостоятельного исследования.

Выводы

Возможность контролировать объёмные параметры магнетизма и увидеть «объём» на «плоскости» позволяет учитывать все составляющие воздействия этого явления.

Высокая чувствительность магнетометров даёт возможность определять все известные характеристики магнетизма Земли, а также влияние внешних полей на «объёмный» индикатор магнетизма.

Представляет интерес и использование позиционирования с помощью контроля объёмных параметров магнетизма. Магнетометры HMC5883L используются в гироскутерах, моноколёсах и других средствах индивидуального перемещения, где требуется «зафиксироваться» в горизонтальной плоскости.

Данная конструкция и метод отображения магнетизма аксонометрией в реальном масштабе времени предназначены для учебных целей, обучения студентов инженерному и критическому мышлению, чтобы в своей конструкторской деятельности они использовали больше измерений, чем моделирований.

Литература

1. Ортогональное проецирование и аксонометрия. URL: https://k-a-t.ru/ing_grafika/ing_grafika_6/index.shtml.
2. 3d-модели магнитов. URL: <https://www.physicscurriculum.com/magnetism3d>.
3. 2d-модели магнетизма. URL: <https://www.falstad.com/emstatic/index.html>.
4. Описание МК 12F629. URL: <https://www.chipdip.ru/product/pic12f629-i-p>.
5. Описание HMC5883L. URL: http://wiki.sunfounder.cc/images/0/0a/HMC5883L_datasheet.pdf.
6. Калибровка магнетометра. URL: <https://robotclass.ru/articles/magnetometer-and-compass/?ysclid=mdfo1bhved497303306>.
7. Каталог программы. URL: http://90.189.213.191:4422/temp/uart_db106m_v1/prm_modul_giroskop_a_HMC5883L_v1/test/.
8. Описание языка Форт spf4.exe, автор версии А. Черезов. URL: <http://www.forth.org.ru/>.



НОВОСТИ МИРА. ЧИТАЙТЕ НА ПОРТАЛЕ WWW.CTA.RU

OpenAI и AMD заключили стратегическое партнёрство по созданию инфраструктуры искусственного интеллекта

Компания OpenAI и производитель полупроводников AMD объявили о заключении стратегического соглашения, направленного на развитие вычислительной инфраструктуры для систем искусственного интеллекта следующего поколения.

В рамках партнёрства AMD будет поставлять OpenAI свои новейшие высокопроизводительные графические процессоры Instinct MI450, дебют которых ожидается в 2026 году. Эти чипы станут основой новой инфраструктуры OpenAI, рассчитанной на мощность до 6 гигаватт. Первая партия, обеспечивающая примерно 1 гигаватт, должна быть развёрнута во второй половине 2026 года.

Кроме того, OpenAI получила варрант на покупку до 160 миллионов обыкновенных акций AMD, что эквивалентно примерно 10% капитала компании. Условия предусматривают реализацию прав в два этапа, которые зависят от объёма развёрнутых мощностей и достижения определённых ценовых целей по акциям.

«Это партнёрство является важным шагом в наращивании вычислительных мощностей, необходимых для реализации полного потенциала искусственного интеллекта, — отметил генеральный директор OpenAI Сэм Альтман. — Лидерство AMD в области высокопроизводительных чипов позволит нам ускорить прогресс и быстрее донести преимущества передового ИИ до всех».

Стратегический шаг для обеих сторон

Для AMD сделка с OpenAI стала сильным стимулом на фоне доминирования Nvidia в сфере графических процессоров для ИИ. После объявления соглашения акции AMD выросли почти на 24%, тогда как котировки Nvidia снизились на 1%.

Эксперты рассматривают этот шаг как часть стратегии OpenAI по диверсификации цепочек поставок, чтобы снизить зависимость от Nvidia, чьи GPU стали критическим компонентом современного рынка ИИ.

Ранее OpenAI и Nvidia объявили о масштабном проекте стоимостью 100 миллиардов долларов, включающем строительство дата-центров общей мощностью не менее 10 гигаватт. В флагманском центре Stargate в Техасе уже устанавливаются стойки Nvidia



GB200, содержащие десятки специализированных ИИ-чипов.

Нехватка вычислительных ресурсов усиливается

Аналитики Barclays отметили, что сделка с AMD — это не попытка конкурировать с Nvidia напрямую, а скорее сигнал о масштабах растущего спроса на вычислительные мощности.

«Мы понимаем, что реализация этих проектов потребует времени, но видим в этом доказательство того, насколько экосистема отчаянно нуждается в дополнительных ресурсах для искусственного интеллекта», — заявил аналитик Barclays Том О'Мэлли.



РАЗРАБОТКА И ПРОИЗВОДСТВО КОНДЕНСАТОРОВ

Оксидно-электролитические алюминиевые конденсаторы K50-...

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

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, $T_{ср}$, °C

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, $T_{ср}$, °C

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

Суперконденсаторы K58-...

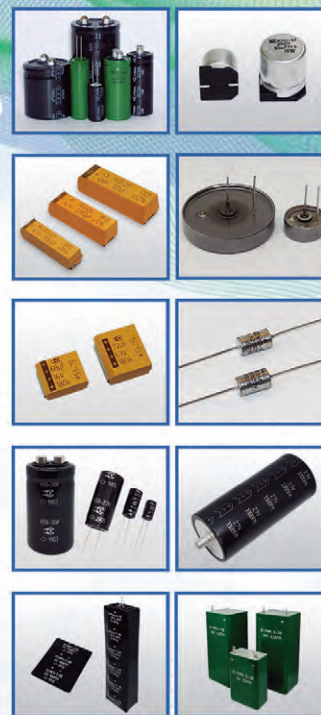
Номинальное напряжение, $U_{ном}$, В,
Номинальная емкость, $C_{ном}$, Ф,
Диапазон температур среды и эксплуатации, $T_{ср}$, °C

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, $T_{ср}$, °C

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

Умная автоматика для теплицы

Олег Вальпа

Приведено описание системы автоматического поддержания температуры и полива растений в теплице по расписанию, а также её охраны на основе конкретного проекта, разработанного автором статьи.



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

Введение

С давних времён человечество связано с земледелием и выращиванием

плодов. Люди не прерывают связь с садоводством, даже проживая в городе, и выращивают урожай в своих

теплицах. Но удалённость от теплиц и занятость не позволяют гражданам вовремя поддерживать темпе-

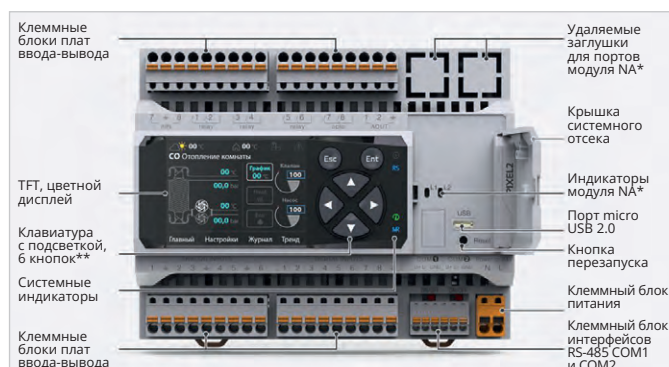


Рис. 1. Вид контроллера с фронтальной стороны

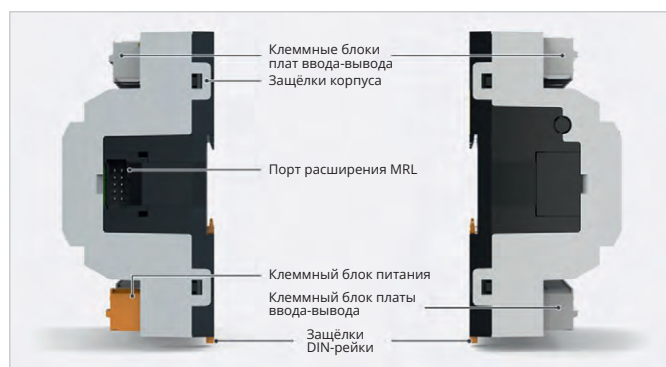


Рис. 2. Вид контроллера с боковых сторон



Рис. 3. Датчик температуры Pt1000



Рис. 4. Линейный электропривод



Рис. 5. Электропривод с водопроводным шаровым краном



Рис. 6. Пример плана размещения оборудования для теплицы

ратурный режим для растений и своевременный полив, без чего урожай заметно сокращается, а порой и вовсе гибнет. В этом случае на помощь человеку приходит автоматика.

К рассмотрению предлагается система автоматического поддержания температуры воздуха, полива растений по расписанию и охраны теплицы на основе программируемого логического контроллера (ПЛК) и доступных компонентов автоматики.

Проект автоматики

Идея проекта состоит в том, чтобы ПЛК автоматически считывал пока-

зания датчика температуры воздуха в теплице и осуществлял при необходимости его подогрев или охлаждение. Кроме того, используя встроенные энергонезависимые часы, ПЛК может производить полив растений по установленному расписанию. Дополнительно ПЛК контролирует несанкционированное открытие двери в теплицу и может формировать тревожный сигнал.

В проекте применён недорогой и надёжный ПЛК Pixel 2 компании Segnetics [1]. Данный контроллер является свободно программируемым и базируется на операционной системе Linux. Внешний вид контроллера с фронталь-



Рис. 7. Окно программного инструмента SMART

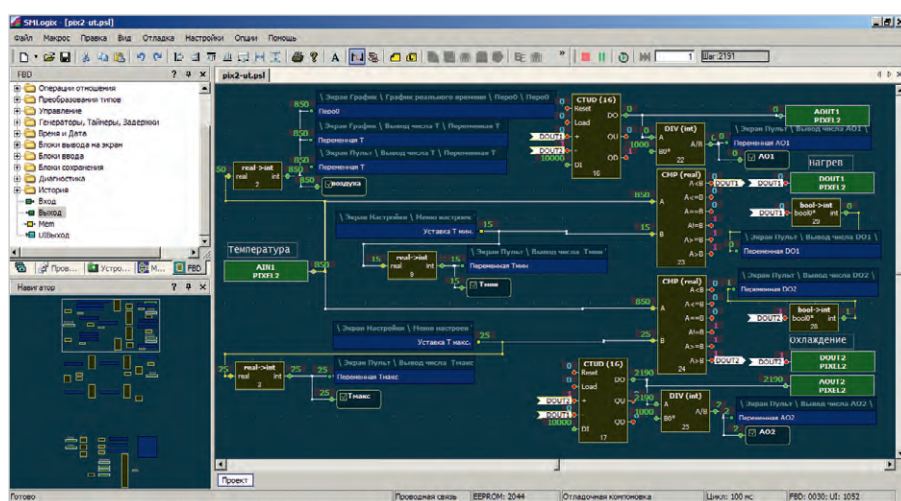


Рис. 8. Первый блок проекта

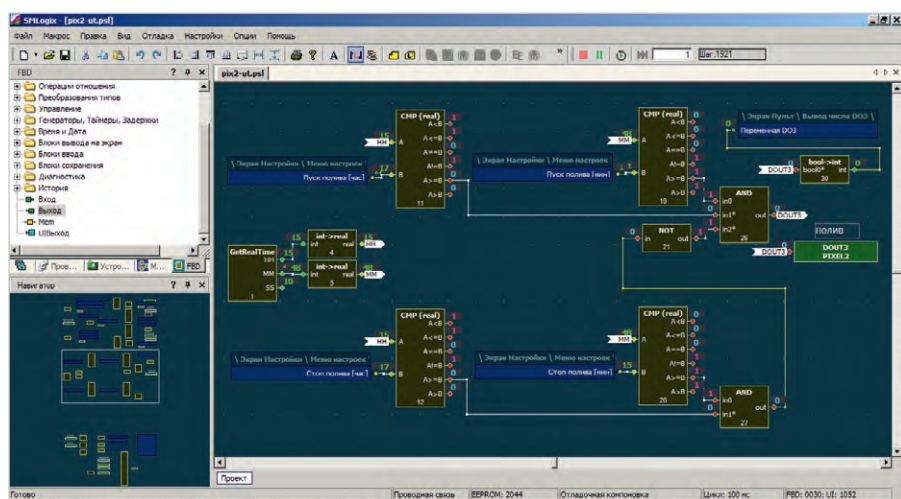


Рис. 9. Второй блок проекта

ной и боковых сторон представлен на рис. 1 и рис. 2 соответственно.

Существует модельный ряд таких контроллеров, отличающихся типом и количеством портов ввода-вывода. В данном проекте применена модель Pixel 2-1320-70-4, которая имеет в своём составе всё необходимое. Состав и

технические характеристики данной модели представлены в табл. 1.

В качестве датчика температуры воздуха можно использовать любой из списка поддерживаемых контроллером. В данном проекте был применён широко распространённый датчик Pt1000, показанный на рис. 3.

Нагрев воздуха может осуществляться инфракрасной лампой накаливания, тепловой электрической воздушной пушкой или электрическим феном, тепловым экраном и другими доступными средствами. Контроллер в проекте формирует релейный выходной сигнал для нагрева, позволяющий коммутировать мощную нагрузку. Кроме того, формируется выходной плавно изменяющийся аналоговый сигнал с амплитудой от 0 до 10 В, который может использоваться для управления регулируемыми нагревателями.

Охлаждение воздуха может осуществляться проветриванием через форточки, управляемые электрическим приводом и с помощью вентилятора. Для этих агрегатов контроллер также формирует релейный выходной сигнал и плавно изменяющийся аналоговый сигнал с амплитудой от 0 до 10 В. Это позволяет использовать электрические приводы и вентиляторы любого типа: с дискретным или с аналоговым управлением. Образец такого линейного привода для открытия форточек показан на рис. 4.

Этот электропривод питается безопасным низковольтным напряжением постоянного тока и может быть подключён к источнику питания самого ПЛК. Количество необходимых электроприводов определяется количеством форточек. При этом все электроприводы подключаются к одному релейному выходу контроллера параллельно.

Внутренние энергонезависимые часы контроллера позволяют управлять поливом растений по расписанию программного планировщика путём задания начала и окончания полива в любое время суток. Этот планировщик автоматически формирует релейный выходной сигнал для включения и отключения системы полива в установленное время. Системы полива могут быть самые разные, например, электрический клапан, открывающий проток воды, поступающей из ёмкости, или водяной насос, качающий воду из скважины, и т.п. Пример такого электропривода с водопроводным шаровым краном показан на рис. 5.

Для охраны теплицы от несанкционированного открытия в программе контроллера предусмотрен контроль состояния двери с помощью датчика геркона и возможность постановки теплицы на охрану с помощью потайного переключателя. В случае нарушения режима охраны контроллер фор-

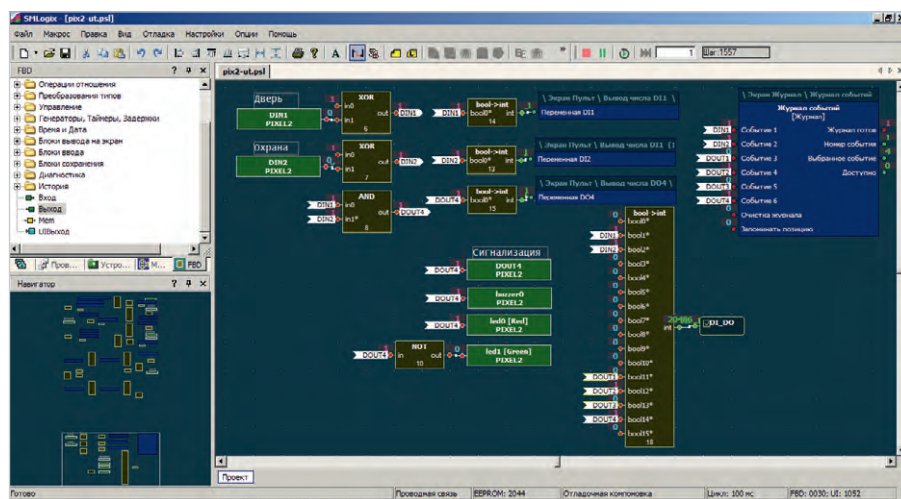


Рис. 10. Третий блок проекта

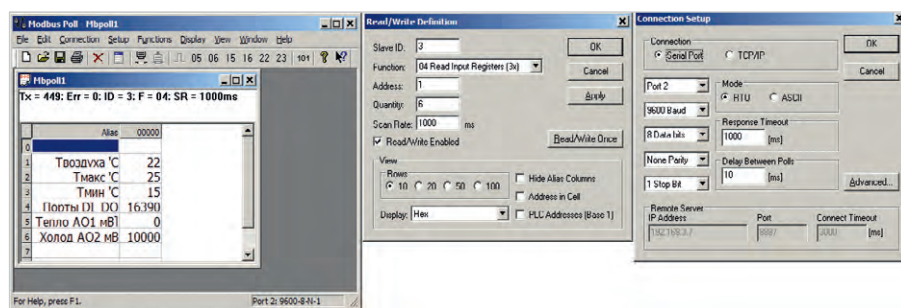


Рис. 12. Окно программы ModbusPull

мирует звуковой и световой сигналы элементами самого контроллера и активирует выходной релейный сигнал для включения внешней сигнализации или отправки тревожного сообщения по мобильному каналу связи. Кроме того, с помощью этого релейного сигнала можно включить видеокамеру для фото- и видеофиксации события.

Контроллер способен формировать все необходимые данные о работе системы и передавать их по запросам от удалённого компьютера через интерфейс RS-485 на расстояние до 1200 метров. Таким образом организуется диспетчеризация системы управления.

Пример плана размещения оборудования для теплицы приведён на рис. 6.

Программа ПЛК

Программа для ПЛК создана в бесплатной среде разработки SMLogix [2] на языке программирования FBD, которая использует библиотечные логические и математические блоки, соединяемые по правилам схемотехники. Знакомство с данной средой разработки приведено в источнике [3].

Интерфейс оператора разработан с помощью встроенного в среду разработки программного инструмента SMarT и представлен на рис. 7.

Интерфейс состоит из нескольких элементов меню с пиктограммами и названиями, поясняющими назначение этих элементов.

В меню «Справка» приводится краткое описание функций системы. Меню «Пульт» отображает значение текущей температуры в теплице и пограничные величины. Также в нём отображаются состояния входов и выходов контроллера. Меню «Время» позволяет настроить часы и календарь. С помощью меню «Настройки» пользователь задаёт необходимые температурные уставки и время работы планировщика. В меню «Журнал» отображаются события системы управления. Меню «График» позволяет видеть график поддержания заданной температуры в теплице в динамическом режиме.

При разработке программы были использованы только библиотечные элементы среды разработки: логические вентили, преобразователи сигналов, счётчики, делители, регистры и порты ввода-вывода.

Весь проект состоит из трёх функциональных блоков. Первый блок в отладочном режиме среды разработки SMLogix представлен на рис. 8.

Этот блок сравнивает значение датчика температуры воздуха с погранич-

Рис. 11. Карта памяти регистров

ными значениями с помощью цифровых компараторов СМР и формирует дискретные и аналоговые сигналы для управления нагревом и охлаждением. Дискретные сигналы формируются непосредственно компараторами СМР, а аналоговые сигналы образуются выходами реверсивных счётчиков СТUD. Управление этими счётчиками производится с помощью дискретных сигналов компараторов. Выходные сигналы счётчиков внутри контроллера имеют диапазон изменения от 0 до 10 000, что соответствует выходному значению аналогового сигнала от 0 до 10 В. Для отображения этих значений в меню «Пульт» в вольтах значения счётчиков с помощью делителей уменьшаются в 1000 раз.

Второй блок проекта, выполняющий функцию планировщика полива, представлен на рис. 9.

Данный блок производит регулярное сравнение текущего реального времени контроллера с заданными значениями времени начала и окончания полива. Сравнение производится с помощью цифровых компараторов СМР. Далее с помощью цифровой логики формируется дискретный выходной сигнал для включения и отключения устройства полива.

Третий, последний блок проекта, выполняющий функцию охранной системы и архивирования событий управления, представлен на рис. 10.

Этот блок осуществляет блокировку и активацию контроля открытия двери теплицы и формирование сигнала для охранной сигнализации. Кроме того, в этом блоке содержится библиотечный элемент журнала событий и регистр сбора всех дискретных сигналов контроллера для передачи в систему диспетчеризации. Для работы блока используются сигналы состояния скрытого переключателя блокировки и датчика-геркона открытия двери. Здесь же задействованы элементы внутренней сигнализации контроллера в виде светодиодных индикаторов и зуммера.

Таблица 1. Состав и технические характеристики ПЛК Pixel 2-1320-70-4

Дисплей	LCD TFT 320×240, 16 млн цветов
Клавиатура	6 силиконовых кнопок с подсветкой
Часы реального времени	Сменная батарея CR1632 (время работы без питания не менее 3 лет)
Дискретные входы	
Количество и тип	8 дискретных входов
Гальваническая изоляция	Групповая, по 8 входов в группе
Дискретные выходы	
Количество и тип	6 дискретных выходов (реле) 400 В (AC), 30 В (DC), 5 А 2 дискретных выходов (симистор) 230 В (AC), 1 А 2 дискретных выхода (оптореле) 24 В (AC/DC), 200 мА
Гальваническая изоляция	Индивидуальная или групповая, по 2 выхода в группе
Тип защиты	Для опторелейных выходов – ограничительный супрессор и самовосстанавливающийся предохранитель. Для симисторных выходов – снабберная цепь и ограничительный супрессор. Для релейных выходов – отсутствует
Аналоговые входы	
Количество и тип	6 аналоговых входов
Режим работы	Задаётся индивидуально для каждого входа: - измерение величины сопротивления с автоматическим пересчётом в значение температуры для температурных датчиков: 2-проводная или 3-проводная схемы подключения; - вход сигнала 0...10 В; - вход сигнала 4...20 мА
Поддержка температурных датчиков	Задаётся индивидуально для каждого входа: - типы датчиков: Pt; Cu; Ni; ТСР; ТСМ; NTC; - термосопротивления с пользовательской настройкой
Аналоговые выходы	
Количество и тип	2 аналоговых выхода
Интерфейсы	
COM1	Интерфейс RS-485, 4800...115 200 бит/с; гальваническая изоляция 0,5 кВ; отключаемый «терминатор» 120 Ом; протокол Modbus-RTU; разъём – клеммная колодка
COM2	Интерфейс RS-485, 4800...115 200 бит/с; без гальванической изоляции; отключаемый «терминатор» 120 Ом; протокол Modbus-RTU; разъём – клеммная колодка
Порт расширения MRL	Порт для подключения модулей расширения MRL (максимум 2 шт.)
Слот сетевых модулей	Поддержка сетевых модулей NA с дополнительными интерфейсами (только модификации NA-4XX)
USB-Device	Стандарт USB 2.0, разъём MicroUSB тип B
Вычислительное ядро	
Процессор	64-битный
Память	ОЗУ: 256 Мбайт типа DDR3L ПЗУ: 2 Гбайт типа SLC NAND Flash
Операционная система	Linux Debian + автоматический режим Suspend
Электропитание	
Номинальное напряжение питания	24 В постоянного или переменного тока
Рабочий диапазон напряжений питания	От 16 до 51 В постоянного тока От 18 до 36 В переменного тока
Тип встроенного выпрямителя напряжения	Однополупериодный
Тип защиты	Плавкий предохранитель 2А (перезагружаемый)
Размеры	
Ш×В×Г, мм	140×110×55
Вес, г	610
Крепление	На DIN-рейку TS-35/7.5/15 (EN 50022)

Сбросить аварийное состояние контроллера можно после проверки и устранения причины возникновения аварии с помощью кнопки «Esc» контроллера.

Дистанционный сбор данных контроллера можно производить через встроенные порты COM1 и COM2 с интерфейсом RS-485 или через установленный в ПЛК сетевой модуль интерфейса Ethernet.

Карта памяти регистров проекта формируется на основании применённых в нём элементов ввода и вывода данных регистров автоматически при нажатии клавиш Ctrl+M и приведена на рис. 11.

Порты контроллера COM1, COM2 и Ethernet настраиваются с помощью встроенного системного меню контроллера, вход в которое производит-

ся одновременным нажатием кнопок «Влево» и «Вправо». Для повышения устойчивости связи рекомендуется задать скорость передачи данных по интерфейсу RS-485, равной 9600. В этом же меню настроек задаётся адрес ПЛК и формат данных.

С помощью распространённой программы Modbus Pull или аналогичной программы можно в любое время читать показания температуры в теплице и состояние системы управления непосредственно с помощью персонального компьютера, подключённого к ПЛК по сети Ethernet или через преобразователь USB/RS-485. Окно программы Modbus Pull с параметрами настройки приведено на рис. 12.

Для удалённого доступа к ПЛК через Интернет с помощью компьютера или смартфона можно использовать программу удалённого управления, например, Anydesk или подобную ей. Данная программа обеспечит связь между двумя удалёнными компьютерными устройствами и позволит наблюдать за системой управления теплицы дистанционно.

Заключение

Готовый файл проекта размещён на сайте журнала [4] и может быть использован для дальнейшего развития.

В данном проекте реализован один планировщик для полива. При необходимости в проект легко добавить аналогичные планировщики, например, для дополнительного освещения растений с целью увеличения светового периода. Подключение дополнительных планировщиков осуществляется простым копированием второго блока проекта и подключения к нему свободного порта вывода DOUT. Применение библиотечного элемента «Исторический график» позволит получать архив значений температуры за несколько суток.

Аналогично в проект можно добавить и другие необходимые функции, автоматизирующие рутинные операции, например, наполнение ёмкости для воды из скважины по расписанию.

Литература

1. URL: <https://segnetics.com/ru/pixel2>.
2. URL: <https://www.segnetics.com/ru/smllogix>.
3. Вальна О. Программирование логических контроллеров // СТА. 2025. № 1. С. 18.
4. URL: <https://www.cta.ru>.



Применение готовых решений для реализации трёхпозиционного регулирования

Сергей Шишкин

В статье представлены аппаратные решения построения устройств управления для реализации трёхпозиционного регулирования.

Введение

Автоматические регуляторы представляют собой большую группу автоматических управляющих устройств, которые вырабатывают регулирующее воздействие в системах автоматического регулирования, если регулируемая величина отклонится от заданного значения, или изменяют регулируемый параметр по заданной программе. Важнейшим свойством любого регулятора является алгоритм (закон) регулирования:

$$U = f(\epsilon; t),$$

где: U – выходной сигнал регулятора, t – время, ϵ – сигнал рассогласования, $\epsilon = P - X$, P – уставка, X – регулируемая величина.

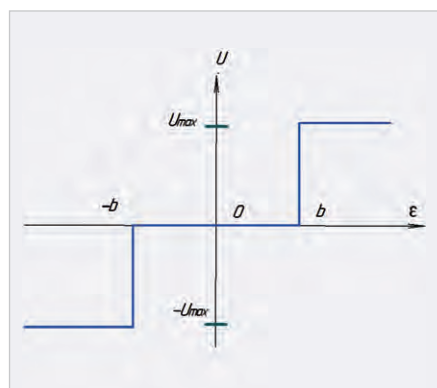
В настоящее время находит применение большое разнообразие автоматических регуляторов, которые можно классифицировать по различным признакам. По числу фиксированных положений (позиций) различают: двух-, трёх- и многопозиционные регуляторы. Трёхпозиционные регуля-

торы обеспечивают хорошее качество регулирования для инерционных объектов с малыми запаздываниями. ТР применяются в системах управления уровнем различных веществ, в системах управления нагреванием-охлаждением различных тепловых процессов. Статическая характеристика трёхпозиционного регулятора без гистерезиса приведена на рис. 1.

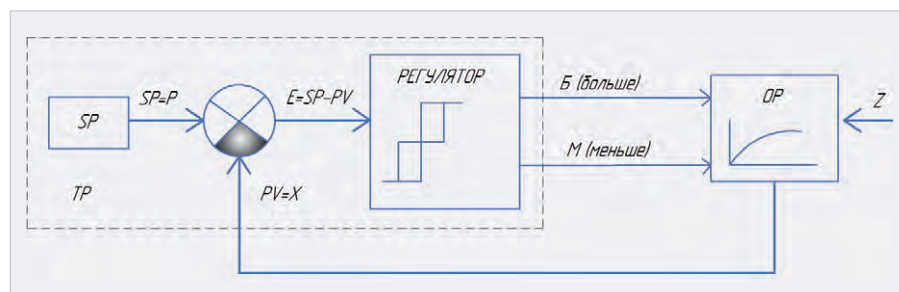
Трёхпозиционный закон регулирования можно описать формулой:

$$\begin{cases} U_{\max}, & \text{если } \epsilon > b; \\ \Gamma = 0, & \text{если } -b < \epsilon < b; \\ -U_{\max}, & \text{если } \epsilon < -b. \end{cases}$$

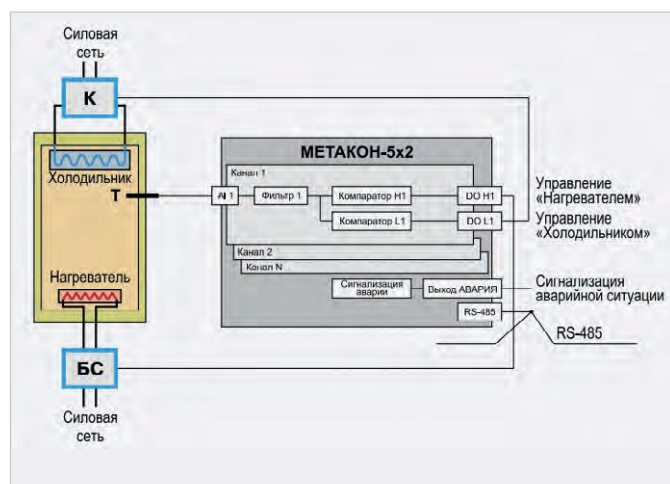
В закон регулирования вводится некоторый интервал регулируемой



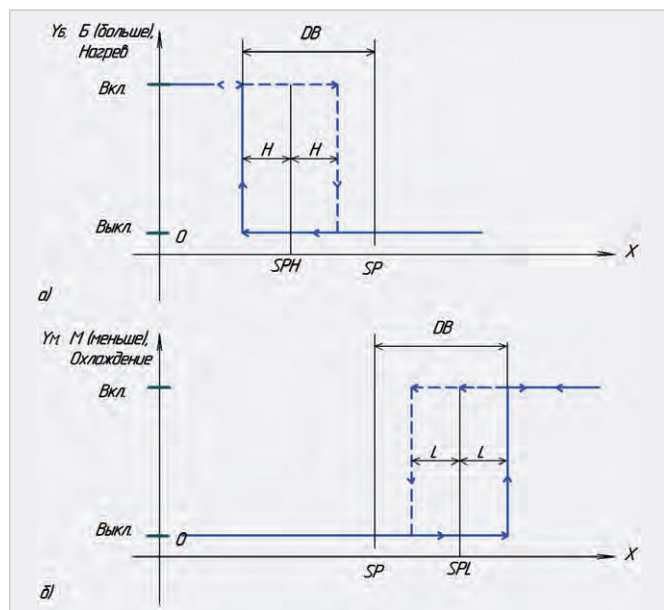
1. Статическая характеристика трёхпозиционного регулятора



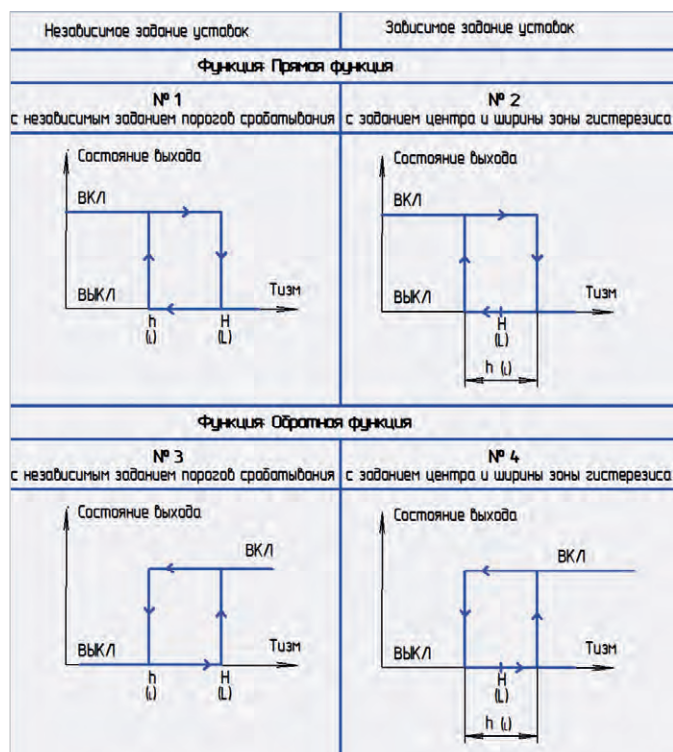
2. Структурная схема трёхпозиционной системы регулирования



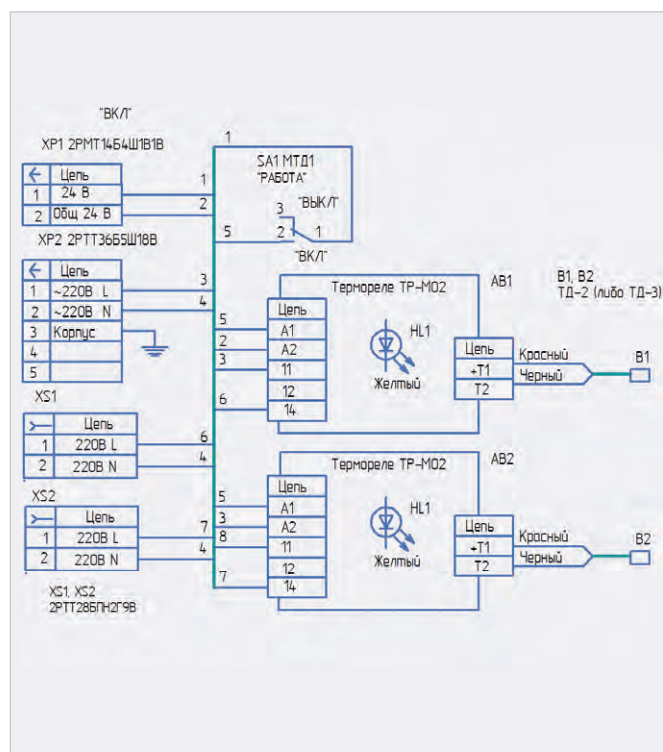
4. Функциональная схема МЕТАКОН-532 с подключёнными исполнительными устройствами



3. Статическая характеристика для трёхпозиционной системы регулирования



5. Функции компараторов H и L, которые реализуют функции регулирования и/или сигнализации



6. Принципиальная схема блока управления на базе термореле TP-M02

величины: зона нечувствительности 2b. За пределами данного интервала регулятор включает или верхнюю, или нижнюю позицию, или, внутри зоны нечувствительности, среднюю. Все четыре переменные (значения верхней, средней и нижней позиций, а также ширину зоны нечувствительности) можно менять в достаточно широких пределах. А значит, они могут быть использованы в качестве параметров настройки. На практике чаще всего находят применение регуляторы следующих типов:

- с фиксированными позициями и настройкой ширины зоны нечувствительности;
- с фиксированными верхней и нижней позициями и настройкой средней позиции и ширины зоны нечувствительности;
- с возможностью настройки всех трёх позиций и ширины зоны нечувствительности.

Структурная схема трёхпозиционной системы регулирования приведена на рис. 2,

где: TP – трёхпозиционный регулятор, ОР – объект регулирования, SP – узел формирования заданной точки, E – рассогласование регулятора, $PV = X$ – регулируемая величина, сигналы Б (больше) и М (меньше) – управляющие воздействия, Z – возмущающее воздействие.

При трёхпозиционном регулировании на аппаратном уровне в устройстве управления подразумевается наличие двух выходных сигналов. Один сигнал управляет нагревателем, другой – охладителем. Три уровня воздействия на объект регулирования (три позиции) формируются путём включения либо нагревателя, либо холодильника, либо исключением обоих.

Статическая характеристика для трёхпозиционной системы регулирования без перекрытия с применением нагревателя и охладителя приведена на рис. 3.

На рис. 3а представлена статическая характеристика для нагревателя в составе системы, а на рис. 3б – для охладителя, где: A = 2DB – зона нечувствительности, H – гистерезис для нагревателя, L – гистерезис для охладителя, SPH – уставка для нагревателя, SPL – уставка для холодильника.

Алгоритм трёхпозиционного регулятора выглядит следующим образом. Выходная величина YБ равна максимальному воздействию – нагреватель включен. Нагреватель первоначально включается, если $X < SPH - H$. Выходная величина YБ равна минимальному воздействию – нагреватель выключен. Нагреватель выключится, если $X > SPH + H$, и вновь включится при $X < SPH - H$.

Выходная величина YМ равна максимальному воздействию – охладитель включён. Охладитель первоначально включается, если $X > SPL + L$. Выходная величина YМ равна минимальному воздействию – охладитель выключен. Охладитель выключается, если $X < SPL - L$.

При управлении электродвигателем исполнительного механизма (запорно-регулирующего клапана) трёхпозиционный регулятор включает его при помощи переключательных элементов на правое вращение (1 позиция), останавливает (2 позиция) или включает на левое вращение (3 позиция).

Функция трёхпозиционного регулирования в измерителях-регуляторах (терморегуляторах)

Пожалуй, самые массовые приборы, где реализовано трёхпозиционное регулирование, – это микропроцессорные измерители-регуляторы (далее терморегуляторы). Они широко применяются в автоматизированных системах управления технологического процесса АСУ ТП, где решаются такие задачи, как выпекание хлеба, обжиг кирпича, закалка стальных деталей и пр.

Данные приборы предназначены для измерения и автоматического регулирования температуры (при

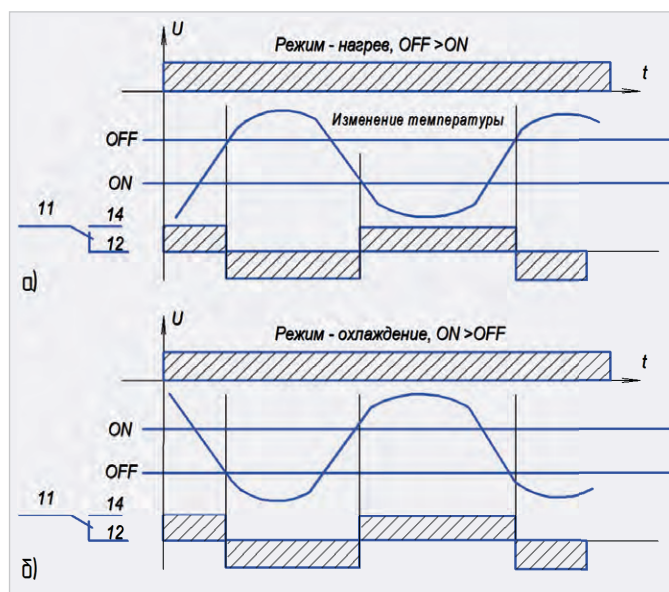


Рис. 7. Временная диаграмма работы TP-M02

использовании в качестве первичных преобразователей термопреобразователей сопротивления или термоэлектрических преобразователей), а также других физических параметров (давления, влажности, расхода, уровня и т.п.), значение которых первичными преобразователями (датчиками) может быть преобразовано в напряжение постоянного тока или унифицированный электрический сигнал силы постоянного тока в единицах измерения физической величины или в процентах от максимального значения диапазона измерений. Терморегулятор является средством автоматизации, главным функциональным узлом в локальной автоматизированной системе управления обогрева (или охлаждения) технологического процесса, вокруг которого строится сама система.

Решаемые при этом задачи:

- многоканальное или одноканальное регулирование температуры;
- регулирование разности температур между каналами;
- работа в режиме двух-, трёхпозиционного или ПИ-, ПИД-регулирования температуры;
- измерение, сигнализация, регулирование температуры в распределённых автоматизированных системах управления технологическими процессами и т.д.

Было бы расточительным и нецелесообразным наделять подобные приборы только функцией трёхпозиционного регулирования. Как правило, в терморегуляторах, кроме аппаратных и программных ресурсов, кото-

рые реализуют данную функцию, есть ещё отдельные каналы с ПИД-регулированием, сетевой интерфейс, сигнализация различных температурных режимов и многое другое. То есть трёхпозиционное регулирование – одна из многих функций, которыми наделены подобные приборы.

Основные отечественные производители терморегуляторов: компания ОВЕН (г. Москва), НПФ «КонтрАвт» (г. Нижний Новгород), ООО НПП «Системы контроля» г. Пермь и др.

Если в некоторых терморегуляторах и есть только функции двух- или трёхпозиционного регулирования, то их, как правило, выпускают многоканальными. Рассмотрим работу терморегулятора в режиме трёхпозиционного регулирования на примере прибора МЕТАКОН-532. Функциональная схема прибора с подключёнными исполнительными устройствами приведена на рис. 4, где БС – блок симисторный, К – ключ (в качестве ключа может быть задействовано твердотельное реле).

Рассмотрим работу МЕТАКОН-532 в режиме трёхпозиционного регулирования.

Прибор трёхканальный. В каждом канале можно реализовать независимое трёхпозиционное регулирование. На рис. 5 представлены функции компараторов Н и L, которые реализуют функции регулирования и/или сигнализации.

Работа компараторов программируется конфигурацией их параметров. В качестве параметров компараторов, которые необходимо задать для

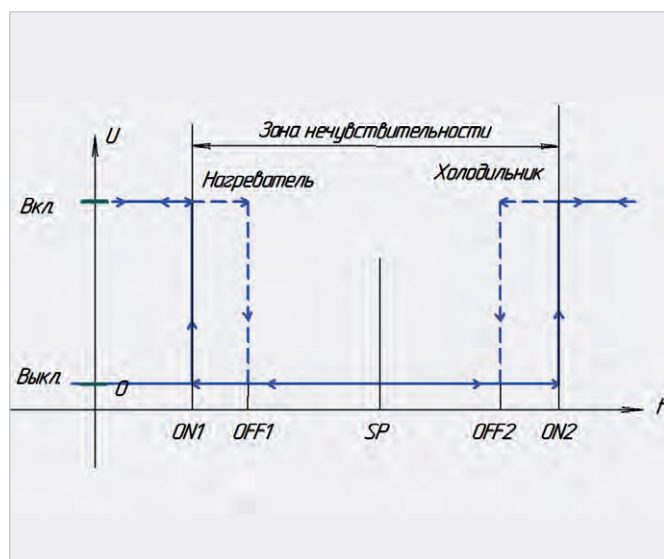


Рис. 8. Статическая характеристика для трёхпозиционной системы регулирования с применением двух TP-M02

работы в трёхпозиционном регулировании, выступают:

- функция компаратора Н (задаётся при конфигурировании);
- параметры Н и h (относятся к компаратору Н, задаются при работе);
- функция компаратора L (задаётся при конфигурировании);
- параметры L и l (относятся к компаратору L, задаются при работе).

Параметры Н, h, L, l (уставки) имеют различное определение в зависимости от установленной при конфигурировании функции компаратора. Эти параметры относятся к оперативным и предназначены для внесения оператором в ходе работы (раздельно для каждого канала и компаратора). Более подробно работа и технические характеристики данного терморегулятора приведены в [1].

Новичкам кажется, что терморегуляторы – приборы очень «навороченные», со сложными интерфейсами управления. В этой части у разных производителей есть определённые отличия. А между тем разобраться в их работе совсем несложно. В МЕТАКОН-532 есть три основных режима работы:

- режим РАБОТА – основной рабочий режим, который устанавливается при включении питания. В этом режиме возможно задание оперативных параметров (уставок) компараторов. Компараторы работают в соответствии с заданной функцией и уставками. При этом отслеживаются аварийные ситуации;
- режим КОНФИГУРИРОВАНИЕ предназначен для задания конфигурации

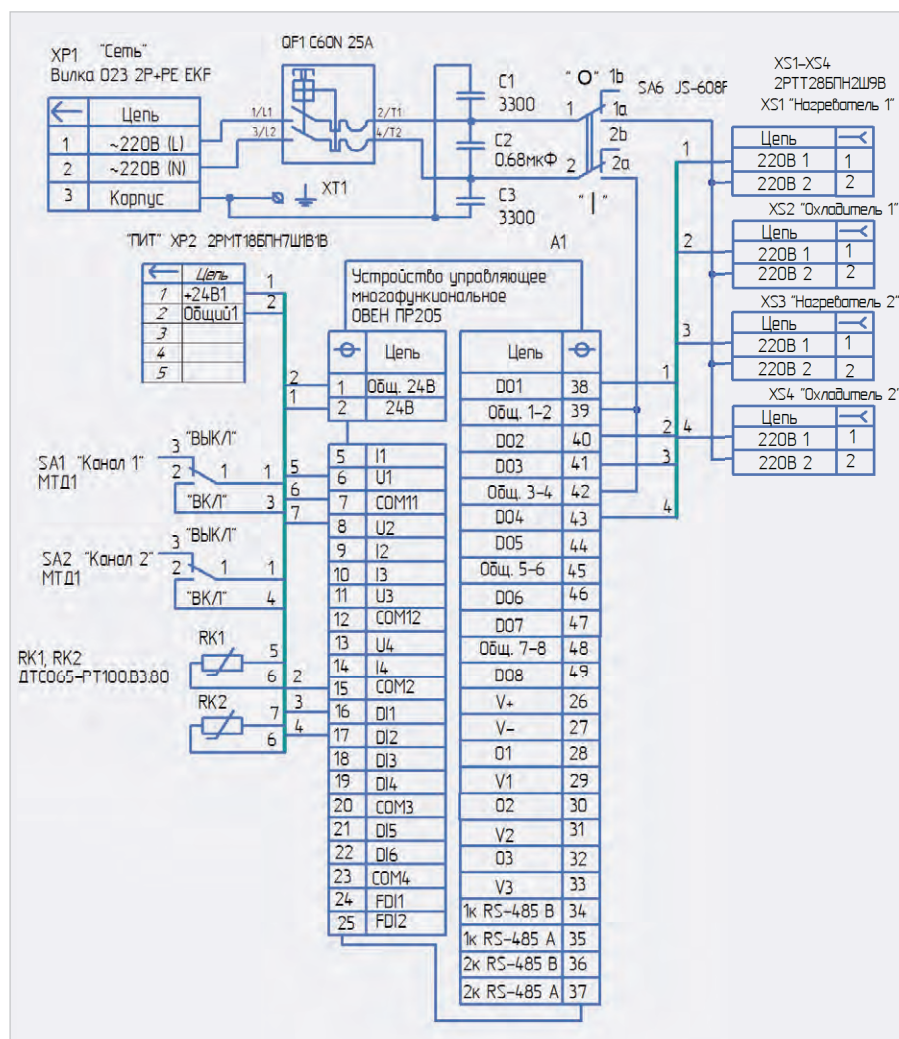


Рис. 9. Принципиальная схема блока управления двухканального трёхпозиционного регулятора на базе ПР205

онных параметров прибора и получения некоторой дополнительной информации о приборе. В режиме конфигурирования вся основная работа приостанавливается, выходы переходят в закрытое (разомкнутое, непроводящее) состояние;

- режим ПОВЕРКА (входит в режим конфигурирования) предназначен для проверки метрологических свойств прибора и его работоспособности.

Реализация трёхпозиционного регулятора на компонентах релейной автоматики

Принципиальная схема блока управления на базе термореле TP-M02 (производства ООО «МЕАНДР», г. Санкт-Петербург), реализующего трёхпозиционное регулирование, приведена на рис. 6.

Термореле TP-M02 (далее TP-M02) предназначено для контроля и поддержания заданного температурно-

го режима по сигналам датчика температуры на базе микросхемы DS 18B20 Dallas Semiconductor (Maxim). Они выпускаются в унифицированном пластмассовом корпусе с передним присоединением проводов питания и коммутируемых электрических цепей. Крепление осуществляется на DIN-рейку шириной 35 мм (ГОСТ Р МЭК 60715-2003) или на ровную поверхность.

На лицевой панели TP-M02 расположены: трёхразрядный индикатор, кнопки «+» и «-» для установки параметров работы, жёлтый индикатор срабатывания встроенного реле. TP-M02 может работать в двух режимах – «нагрев» или «охлаждение» – и имеет две диаграммы работы. «Нагрев» – режим, при котором встроенное реле включено, если контролируемая температура ниже установленной (нагреватель). «Охлаждение» – режим, при котором встроенное реле включено, если контролируемая температура выше установлен-

ной (холодильник). На трёхразрядном индикаторе отображается значение текущей измеряемой температуры. Если нарушена полярность подключённого датчика или датчик не исправен, на индикаторе отображается ошибка «Err». При нажатии кнопки «+» на индикаторе отображается значение температуры порога ON. При нажатии кнопки «-» на индикаторе отображается значение температуры порога OFF. Срабатывание встроенного реле индицируется жёлтым индикатором на лицевой панели. Если реле сработало, горит жёлтый индикатор, при этом замыкаются контакты 11–14 (рис. 6). Диаграмма работы выбирается автоматически, в зависимости от установленных температур порога ON и порога OFF. Если OFF > ON – режим «нагрев», в обратном случае – «охлаждение». Установка температуры включения реле (порог ON) – нажать и удерживать в течение 5 секунд кнопку «+». Значение температуры на индикаторе начнёт мигать с периодом 1 секунда. Кнопками «+» и «-» установить значение параметра. Сохранение значения и выход в рабочий режим произойдёт через 5 секунд, если не нажимать кнопки. Установка температуры выключения реле (порог OFF) – нажать и удерживать в течение 5 секунд кнопку «-». Значение температуры на индикаторе начнёт мигать с периодом 1 с. Кнопками «+» и «-» установить значение параметра. Сохранение значения и выход в рабочий режим произойдёт через 5 с, если не нажимать кнопки. В табл. 1 представлены основные технические характеристики TP-M02 для модификаций с питающими напряжениями ACDC36-265В и ACDC10-30В.

Более подробно работа и технические характеристики TP-M02 приведены в [2]. Временная диаграмма TP-M02 в рабочих режимах приведена на рис. 7.

TP-M02 поставляются в комплекте с датчиками температуры ТД-2 или ТД-3 (необходимо указать при заказе) на базе микросхемы DS 18B20 Dallas Semiconductor (Maxim). ТД2 отличается от ТД3 только конструктивным исполнением. Статическая характеристика для трёхпозиционной системы регулирования с применением двух TP-M02 приведена на рис. 8.

Рассмотрим работу принципиальной схемы блока управления, представленной на рис. 6. TP-M03 AB1

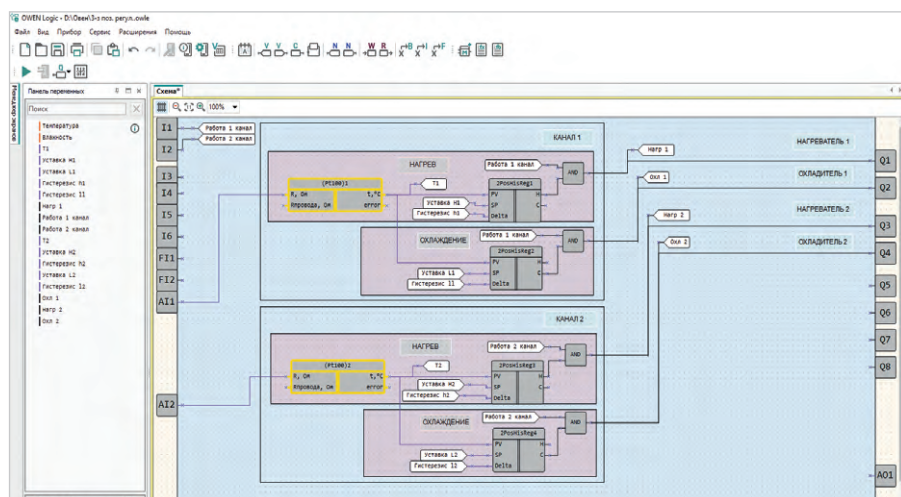


Рис. 10. Скриншот управляющей программы, реализующей трёхпозиционное регулирование в среде OWEN Logic

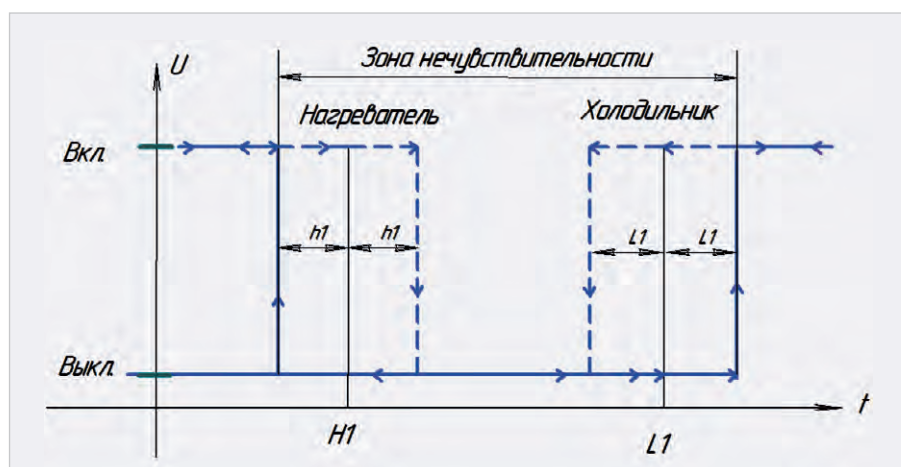


Рис. 11. Статическая характеристика для трёхпозиционного регулятора (канал № 1)

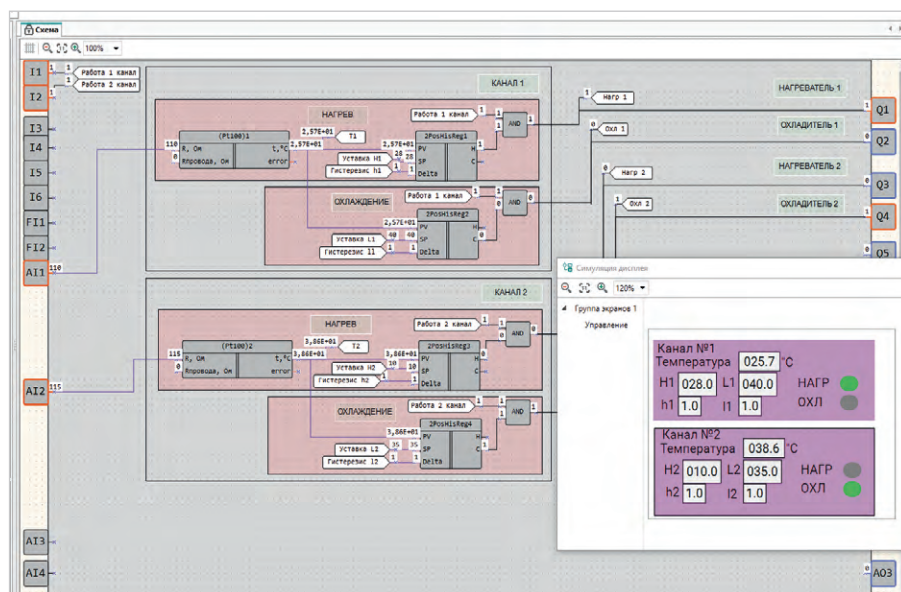


Рис. 12. Скриншот управляющей программы и менеджера экранов в среде OWEN Logic в режиме симуляции

управляет нагревателем, который подключается к соединителю XS1. TP-M02 AB2 управляет холодильником, кото-

рый подключается к соединителю XS2. Для термореле AB1 необходимо задать температурные пороги ON1 и

OFF1. Так как AB2 работает в режиме «нагрев», то $OFF1 > ON1$. Для термореле AB2 необходимо задать температурные пороги ON2 и OFF2. Так как AB2 работает в режиме «охлаждение», то $ON2 > OFF2$.

Реализация трёхпозиционного регулятора в программируемом реле

Устройство выполнено на базе программируемого реле OWEN PR205-24.1211.02.2.0 (далее программируемое реле или PR205).

PR205 предназначено для построения простых автоматизированных систем управления технологическим оборудованием и программируется в среде Owen Logic на языке FBD (а также на языке ST). Пользовательская программа записывается в энергонезависимую Flash-память прибора.

Прибор поддерживает следующие функции:

- работа по программе, записанной в память;
- отображение данных и мнемосхем на графическом цветном экране;
- ввод и редактирование данных с помощью кнопок на лицевой панели;
- работа в сети RS-485 по протоколам Modbus RTU/Modbus ASCII в режиме Master или Slave;
- работа в сети Ethernet по протоколу Modbus TCP в режиме Slave;
- обработка входных сигналов от датчиков;
- управление подключёнными устройствами с помощью дискретных или аналоговых сигналов.

Более подробно работа PR205 приведена в [3]. На рис. 9 приведена принципиальная схема блока управления двухканального трёхпозиционного регулятора на базе PR205.

В табл. 2 приведено функциональное назначение дискретных и аналоговых входов PR205.

В табл. 3 приведено функциональное назначение дискретных выходов реле PR205 в устройстве.

В устройстве к соединителям XS1 и XS2 подключаются соответственно нагреватель и охладитель канала № 1. К соединителям XS3 и XS4 подключаются соответственно нагреватель и охладитель канала № 2. Программные и аппаратные ресурсы позволяют реализовать на одном PR205 четыре независимых трёхпозиционных регулятора (четыре канала). Скриншот

Таблица 1. Основные технические характеристики TP-M02 для модификаций с питающими напряжениями ACDC36-265B и ACDC10-30B

№	Параметр	TP-M02 ACDC36-265B	TP-M02 ACDC10-30B
1	Номинальное напряжение питания	ACDC36-265	(ACDC10-30) $\pm 10\%$
2	Потребляемая мощность	2 ВА	
3	Диапазон контролируемых температур	$-55...+125^{\circ}\text{C}$	
4	Погрешность измерения температур: в диапазоне $-10...+85^{\circ}\text{C}$; в остальном рабочем диапазоне	$\pm 0,5^{\circ}\text{C}$ $\pm 2^{\circ}\text{C}$	
5	Температурный гистерезис	Задаётся пользователем	
6	Время готовности, не более	2,5 с	
7	Максимальный коммутируемый ток AC250В (AC1) / DC30В (DC1)	16 А	
8	Максимальное коммутируемое напряжение	400 В (AC1/5A)	
9	Режим работы	Непрерывный	

Таблица 2. Функциональное назначение дискретных и аналоговых входов ПР205

Дискретный вход	Обозначение в среде OWEN Logic	Подключение элементов на принципиальной схеме	Функциональное назначение в устройстве
DI1	I1	Подключение тумблера SA1	Управление (вкл/выкл) канала №1 трёхпозиционного регулятора
DI2	I2	Подключение тумблера SA2	Управление (вкл/выкл) канала №2 трёхпозиционного регулятора
Аналоговый вход			
AI1	AI1	Подключение термопреобразователя сопротивления RK1	Измерение температуры канала №1 трёхпозиционного регулятора
AI2	AI2	Подключение термопреобразователя сопротивления RK2	Измерение температуры канала №2 трёхпозиционного регулятора

Таблица 3. Функциональное назначение дискретных выходов реле ПР205 в устройстве

Дискретный выход	Обозначение в среде OWEN Logic	Функциональное назначение выхода в устройстве
D01	Q1	Выход для подключения нагревателя канала №1
D02	Q2	Выход для подключения охладителя канала №1
D03	Q3	Выход для подключения нагревателя канала №2
D04	Q4	Выход для подключения охладителя канала №2

управляющей программы, реализующей трёхпозиционное регулирование в среде OWEN Logic (два независимых канала), приведён на рис. 10.

Трёхпозиционный регулятор канала № 1 выполнен на базе макроса 2PosHisReg1 (нагреватель) и макроса 2PosHisReg2 (охладитель). Канал измерения температуры выполнен

на макросе (Pt100)1. При проведении пусконаладочных работ в режиме КОНФИГУРИРОВАНИЕ необходимо задать следующие параметры: уставку H1, гистерезис h1, уставку L1, гистерезис l1. После установки данных параметров необходимо перевести тумблер SA1 «Канал 1» в положение «ВКЛ». Логика работы канала № 2

аналогична логике работы канала № 1. Статическая характеристика для трёхпозиционного регулятора (канал № 1) приведена на рис. 11.

На рис. 12 приведён скриншот управляющей программы и менеджера экранов в среде OWEN Logic в режиме симуляции.

На рис. 12 смоделированы следующие режимы работ устройства:

- канал № 1 трёхпозиционного регулятора функционирует в режиме «Нагрев»;
- канал № 2 трёхпозиционного регулятора функционирует в режиме «Охлаждение».

Заключение

Трёхпозиционное регулирование представляет собой современную технологию, позволяющую эффективно управлять работой промышленного оборудования. Применение готовых решений для устройств управления, реализующих трёхпозиционное регулирование, значительно упрощает разработку и внедрение в производство автоматизированных систем управления технологических процессов АСУ ТП.

Необходимо отметить, что успешная реализация готовых решений в конкретной АСУ ТП зависит от правильного подбора компонентов системы. Необходимо учитывать такие параметры, как мощность исполнительных устройств, диапазон рабочих температур, уровень защиты оборудования и специфика технологического процесса. В условиях растущих требований к автоматизации производственных процессов эта система становится незаменимым инструментом для достижения оптимальной производительности. На практике трёхпозиционное управление успешно применяется во многих отраслях промышленности и науки.

Литература

1. МЕТАКОН 5х2. Руководство по эксплуатации ПИМФ.421243.058 РЭ.
2. Термореле TP-M02 ТУ 3425-003-31928807-2014. Руководство по эксплуатации.
3. Руководство по эксплуатации. Устройства управляющее многофункциональное ПР205.
4. URL: <https://www.owen.ru>.
5. URL: <https://www.contravt.ru>.
6. URL: <https://www.termodat.ru>.
7. URL: <https://www.meandr.ru>.



Устройство для автоматического последовательного включения нагрузок во времени в схемах автоматики

Сергей Шишкин

В статье представлено техническое решение для реализации автоматического, последовательного включения нагрузок во времени с применением промышленных реле времени ЭРКОН-215 и ЭРКОН-224.

Введение

В промышленной робототехнике, в электромеханических системах, в автоматических системах управления технологическими процессами АСУ ТП, да и в быту существует задача последовательного включения нагрузок во времени (исполнительных устройств, функциональных узлов, модулей питания и пр.). Речь идёт о функционировании нагрузок с выдержками времени в соответствии с заданными пользователем временными диаграммами. Подобные задачи можно решить либо с применением средств релейной автоматики и локальной автоматизации (таймеры, реле времени, счётчики импульсов и пр.), либо с применением более интеллектуальных приборов (программируемые реле, программируемые логические контроллеры, встраиваемые системы и пр.). У каждого решения есть свои плюсы и минусы.

Рассмотрим решение с применением промышленных средств локальной автоматизации. Временная диаграмма работы устройства, которое реализует последовательное включение трёх нагрузок во времени, приведена на рис. 1.

Данная временная диаграмма представляет собой последовательность включённых и выключенных состояний нагрузок. На рис. 1 высокие и низкие уровни сигналов показаны условно. Высокому уровню сигналов соответствует включённое состояние соответствующей нагрузки, а низкому уровню сигналов – выключенное. Режим формирования временной диаграммы в устройстве может быть однократным или циклическим. На рис. 1 приведена диаграмма с однократным способом исполнения. Назначение временных интервалов на рис. 1 следующее:

● T – общее время исполнения диаграммы;

- T_{21} – задержка включения для нагрузки № 1 после команды «разрешение работы» устройства (или после команды разрешения выполнения диаграммы в устройстве);
- T_{11} , T_{12} , T_{13} – интервалы для включения нагрузок № 1, № 2, № 3;
- T_{22} , T_{23} – интервалы между включениями нагрузок (или T_{22} – задержка включения нагрузки № 2 после выключения нагрузки № 1; T_{23} – задержка включения нагрузки № 3 после выключения нагрузки № 2).

То есть последовательность отработки временных интервалов следующая: T_{21} , T_{11} , T_{22} , T_{12} , T_{23} , T_{13} . При установке конкретных значений временных интервалов в режиме «конфигурация» любой из интервалов может принимать нулевое значение. В циклическом режиме формирования временной диаграммы начинается бесконечное повторение всех заданных интервалов в диаграмме в установленном порядке. Например, в циклическом режиме для рис. 1 после выполнения интервала T_{13} начнётся выполнение интервала T_{21} .

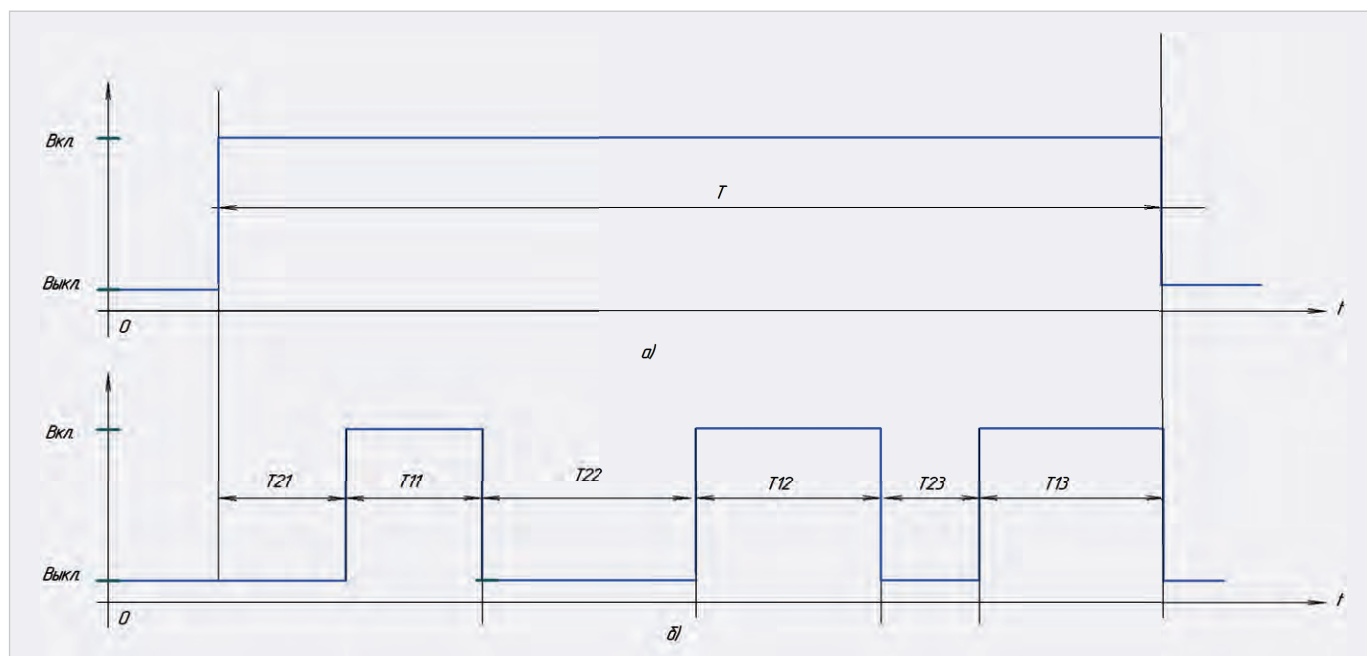


Рис. 1. Временная диаграмма работы устройства

Устройство для автоматического последовательного включения нагрузок во времени с однократным исполнением временной диаграммы на базе промышленных реле времени ЭРКОН-215 и ЭРКОН-224

Структурная схема вышеуказанного устройства на базе промышленных реле времени ЭРКОН-215 и ЭРКОН-224 приведена на рис. 2.

Количество подключаемых нагрузок в устройстве может быть от 1 до 49. Для лучшего понимания работы устройства на рис. 3 приведена принципиальная схема для работы только с двумя нагрузками, с однократным исполнением временной диаграммы. Разобравшись в работе схемы, не составит труда подключить к устройству остальные нагрузки.

Внешний вид реле времени ЭРКОН-215 приведён на рис. 4.

Внешний вид реле времени ЭРКОН-224 приведён на рис. 5.

Работу устройства определяет реле времени ЭРКОН-215 (далее ЭРКОН-215). В его состав входит: основное выходное реле (клеммы X2:1–X2:3) и дополнительное выходное реле (клеммы X2:4–X2:6). Диаграмма работы основного выходного реле для ЭРКОН-215 приведена на рис. 6.

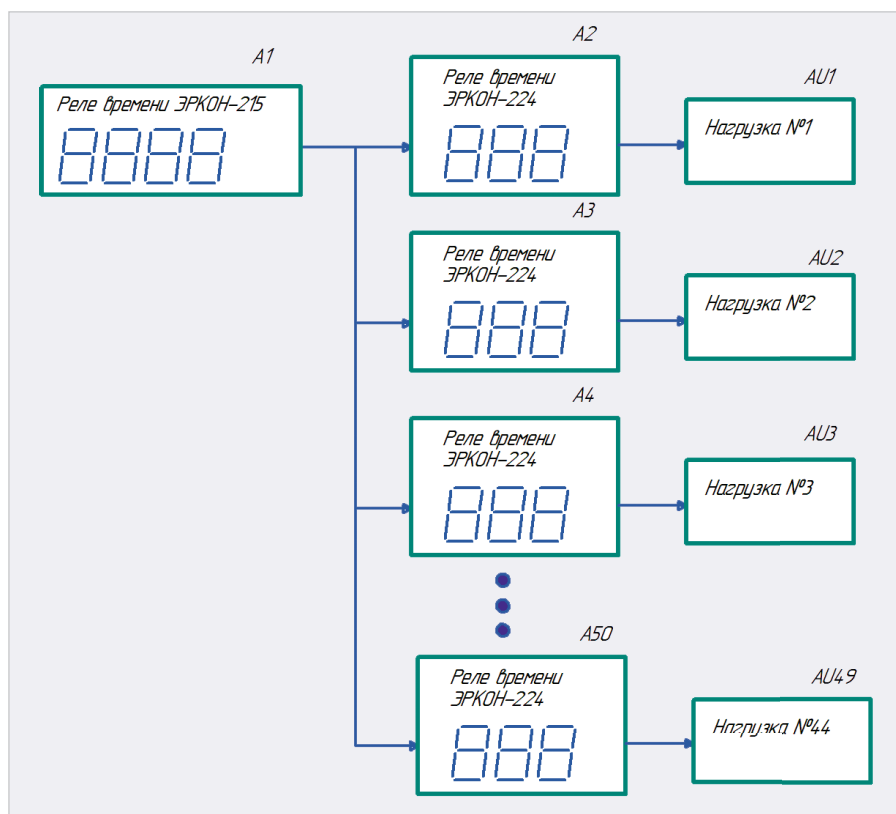


Рис. 2. Структурная схема устройства на базе реле времени ЭРКОН-215 и ЭРКОН-224

На рис. 6 во временной диаграмме нечётным номерам интервалов (T1, T3, T5) соответствует выключенное (обесточенное) состояние основного выходного реле ЭРКОН-215, а чётным номерам (T2, T4, T6) – включённое.

T – время исполнения всей диаграммы. Количество временных интервалов во временной диаграмме задаётся пользователем в пределах от 2 до 99 в режиме «Конфигурирование» (на рис. 6 приведены только шесть интер-

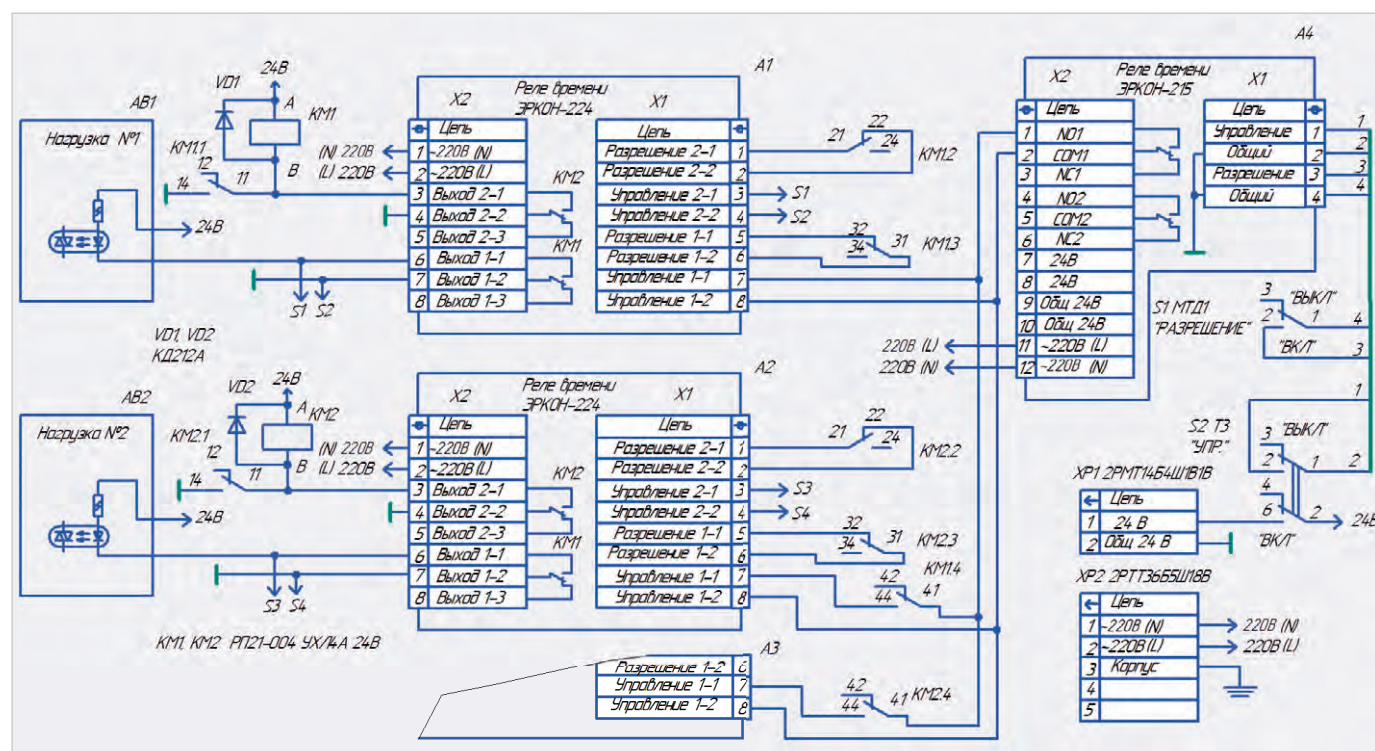


Рис. 3. Принципиальная схема устройства для работы с двумя нагрузками с однократным исполнением временной диаграммы

валов Т1–Т6). Если допустить, что подключённые нагрузки должны включаться только по чётным номерам, то их количество может быть доведено до 49. Непосредственно в устройстве для включения нагрузки задействовано двухканальное реле ЭРКОН-224 (далее ЭРКОН-224). Соответственно количество ЭРКОН-224 в устройстве должно быть равно количеству подключаемых нагрузок. Первый интервал Т1 является нечётным, то есть является паузой. Поэтому нет смысла во временной диаграмме, состоящей из одного временного интервала. Если же нужна диаграмма, состоящая только из одного импульса, то нужно задать два временных интервала (Т1 и Т2) и длительность паузы (длительность первого интервала) задать равной нулю. Длительность каждого из интервалов выбирается независимо от других интервалов в пределах одного и того же временного диапазона уставок. Диапазоны временных уставок для некоторых конкретных модификаций ЭРКОН-215 и ЭРКОН-224 приведены в табл. 1.

Для того чтобы полностью определить временную диаграмму в ЭРКОН-215, необходимо задать следующее:

- количество временных интервалов во временной диаграмме;
- длительность каждого из интервалов;
- способ исполнения временной диаграммы – однократный или циклический;
- условия запуска временной диаграммы.

Все эти факторы задаются как значения параметров в режиме «конфигурирование». Для работы устройства в однократном режиме необходимо перевести ЭРКОН-215 в режим работы однократного исполнения временной диаграммы.



Рис. 4. Внешний вид реле времени ЭРКОН-215



Рис. 5. Внешний вид реле времени ЭРКОН-224

Таблица 1. Диапазоны временных уставок для некоторых модификаций ЭРКОН-215 и ЭРКОН-224

	ЭРКОН-215-220-Р-1	ЭРКОН-224-220-1-1
Диапазоны временных уставок	1 – диапазон от 0,1 до 999,9 с 2 – диапазон от 0,1 до 999,9 мин 3 – диапазон от 0,1 до 999,9 ч	0 – диапазон от 0,1 до 99,9 с 1 – диапазон от 1 до 999 с 2 – диапазон от 0,1 до 99,9 мин 3 – диапазон от 1 до 999 мин

Таблица 2. Зависимость состояния клемм реле от входных сигналов

Реле	Входные сигналы		Состояние клемм в реле
ЭРКОН-224	Состояние сигналов канала 1	«сигнал разрешения 1» – присутствует	X1:5 и X1:6 – замкнуты
		«сигнал разрешения 1» – отсутствует	X1:5 и X1:6 – разомкнуты
		«сигнал управления 1» – присутствует	X1:7 и X1:8 – замкнуты
		«сигнал управления 1» – отсутствует	X1:7 и X1:8 – разомкнуты
	Состояние сигналов канала 2	«сигнал разрешения 2» – присутствует	X1:1 и X1:2 – замкнуты
		«сигнал разрешения 2» – отсутствует	X1:1 и X1:2 – разомкнуты
		«сигнал управления 2» – присутствует	X1:3 и X1:4 – замкнуты
		«сигнал управления 2» – отсутствует	X1:3 и X1:4 – разомкнуты
ЭРКОН-215	«сигнал разрешения» – присутствует		X1:3 и X1:4 – замкнуты
	«сигнал разрешения» – отсутствует		X1:3 и X1:4 – разомкнуты
	«сигнал управления» – присутствует		X1:1 и X1:2 – замкнуты
	«сигнал управления» – отсутствует		X1:1 и X1:2 – разомкнуты

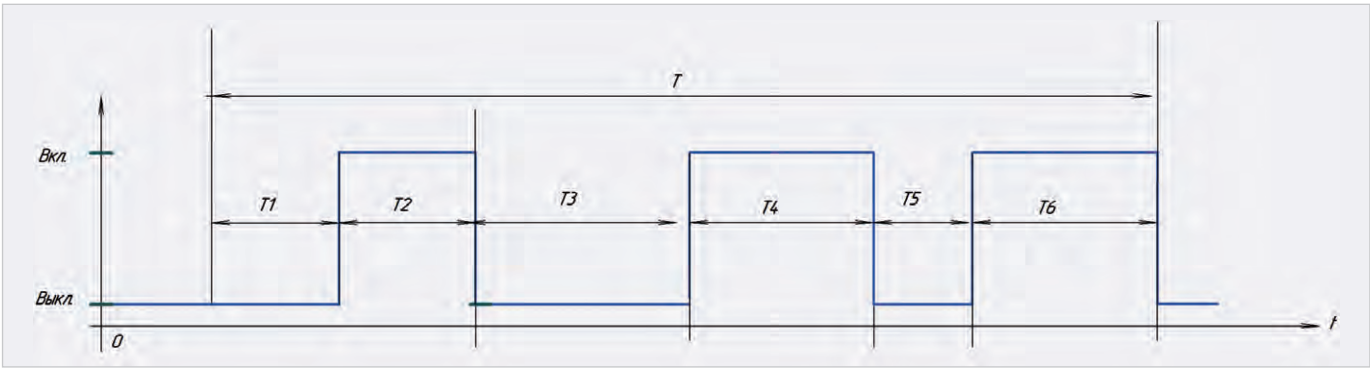


Рис. 6. Диаграмма работы выходного реле для ЭРКОН-215

В реле ЭРКОН-215 предусмотрено четыре способа запуска временной диаграммы:

- запуск временной диаграммы по переднему фронту сигнала «управление»;
- запуск временной диаграммы по заднему фронту сигнала «управление»;
- запуск и исполнение временной диаграммы при наличии высокого уровня сигнала «управление»;
- запуск и исполнение временной диаграммы при наличии низкого уровня сигнала «управление».

Каждый канал ЭРКОН-224 может функционировать в соответствии с одной из одиннадцати временных диаграмм. Номера диаграмм для ЭРКОН-224 приводятся по внутрифирменной классификации изготовителя. Вид временных диаграмм задаётся независимо для каждого канала при конфигурировании и сохраняется в энергонезависимой памяти. В устройстве канал № 1 ЭРКОН-224 функционирует в соответствии с диаграммой № 1. Канал № 2 ЭРКОН-224 функционирует в соответствии с диаграммой

№ 10. Временная диаграмма № 1 реле ЭРКОН-224 приведена на рис. 7.

Временная диаграмма № 10 реле ЭРКОН-224 приведена на рис. 8.

При выполнении диаграммы № 1 происходит включение на заданный интервал времени. Запуск временной диаграммы в каждом канале – передним фронтом соответствующего «сигнала управления». Во время исполнения диаграммы изменение состояния «сигнала управления» значения не имеет. При выполнении диаграммы № 10 происходит задержка на включение. Выключение выходного реле канала № 2 при выполнении диаграммы № 10 происходит по заднему фронту «сигнала управления».

Для запуска и останова выполнения временных диаграмм в ЭРКОН-215 и в каждом канале ЭРКОН-224 предусмотрено два внешних управляющих сигнала: «сигнал управления» и «сигнал разрешения». Состояние вышеуказанных сигналов в зависимости от состояния соответствующих клемм приведено в табл. 2.

В ЭРКОН-215 входные сигналы кроме сигнала типа «сухой контакт» (состоя-

ния сигналов в зависимости от состояния клемм в реле приведены в табл. 1) могут быть следующих типов: «открытый коллектор» и «логический сигнал с инверсной логикой». На принципиальной схеме к данным контактам подключён тумблер S2 «УПР». На рис. 9 приведено исполнение временной диаграммы устройства по переднему фронту «сигнала управления» в ЭРКОН-215.

Временная диаграмма работы основного выходного реле ЭРКОН-215 приведена на рис. 9б. Временная диаграмма работы выходных реле каналов № 1 и № 2 ЭРКОН-224 приведена на рис. 9в.

Алгоритм работы устройства следующий. В режиме «конфигурация» в ЭРКОН-215 устанавливаются следующие параметры:

- количество временных интервалов во временной диаграмме определяется количеством подключаемых нагрузок (интервалы Т1–Т6 по рис. 9б);
- длительность каждого из интервалов (определяется технологическим процессом и работой ЭРКОН-215 в устройстве);
- способ исполнения временной диаграммы – однократный;



Промышленный ТЕХНОПАРК

Производство, разработка и поставка постоянных резисторов, аттенюаторов и чип-индуктивностей:

- Эквиваленты нагрузок ПР1-24 (от 50 Вт — 2000 Вт)
- Аттенюаторы ПР1-25 (от 50 Вт — 2000 Вт)
- ТПИ — тепловые чип-перемычки
- СВЧ-резисторы
- Мощные СВЧ-резисторы Р1-170 (до 1000 Вт)
- Силовые резисторы Р1-150М (до 1500 Вт)
- Наборы резисторов НР1-82
- Чип-резисторы Р1-8В (А, И, С) соответствуют требованиям стандарта АЕС-Q200



Современная
производственная база



Высокое качество



Индивидуальный
подход к потребителю



Изделия по вашему ТЗ



Связаться с нами: **8 800 444 30 99**

г. Нижний Новгород, ул. Нартова, д.6
e-mail: info@erkonpark.ru

erkonpark.ru

Реклама

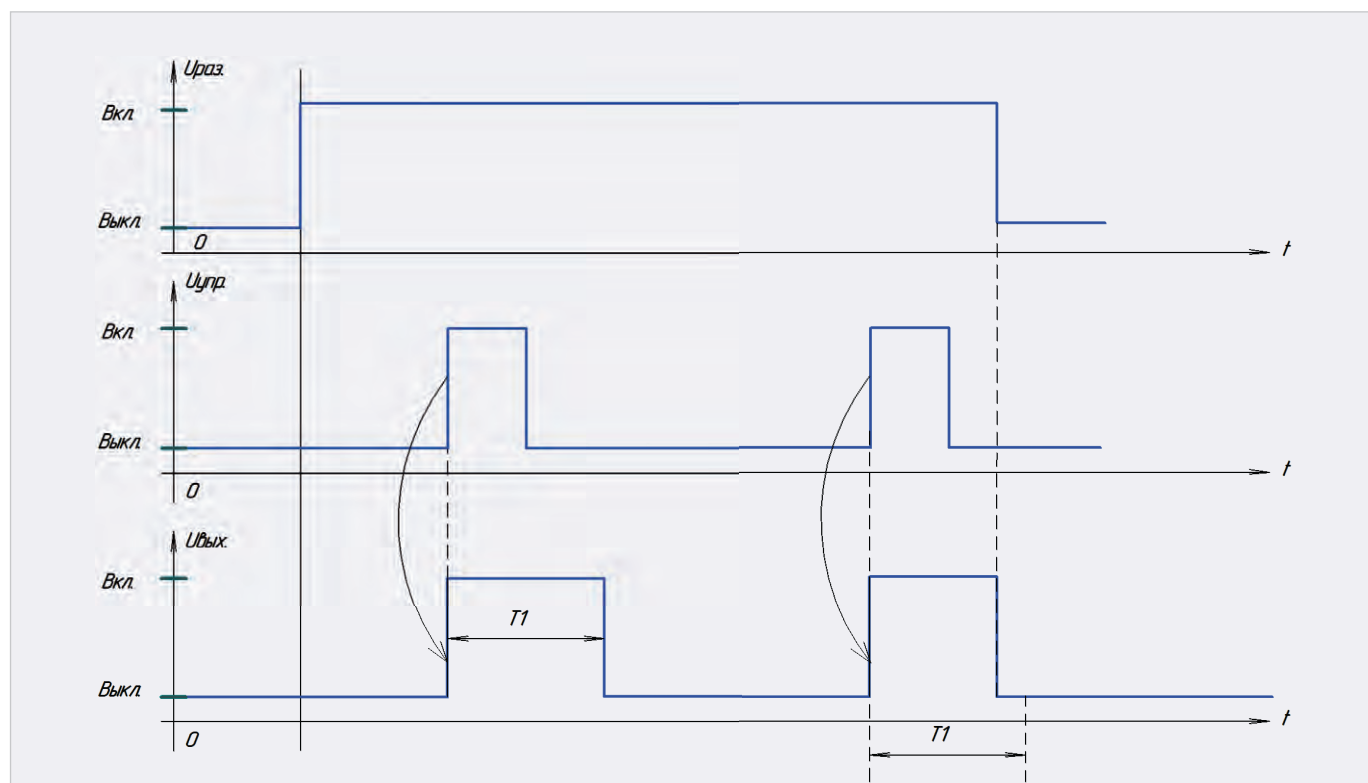


Рис. 7. Временная диаграмма № 1 реле ЭРКОН-224

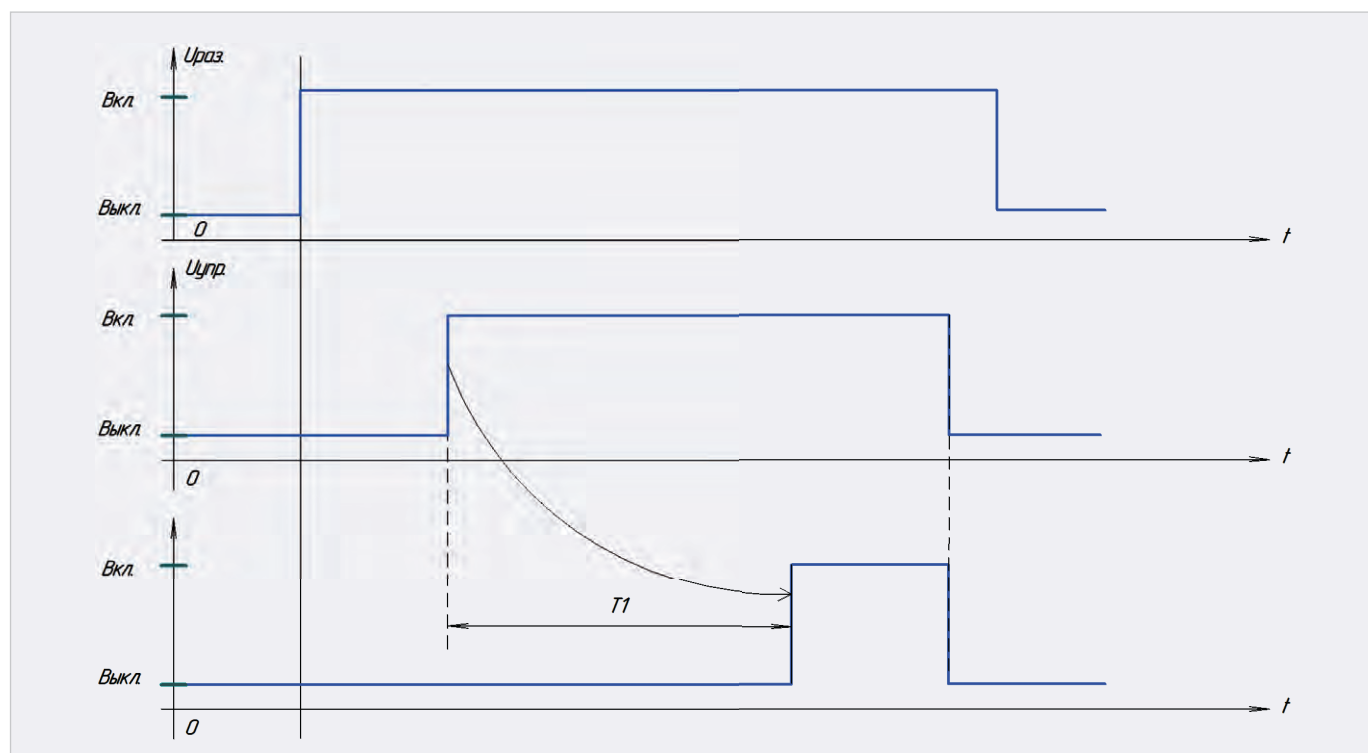


Рис. 8. Временная диаграмма № 10 реле ЭРКОН-224

● условия запуска временной диаграммы (по переднему фронту).

В режиме «конфигурация» в ЭРКОН224 (А1–А3 по рис. 3) устанавливаются следующие параметры:

- задать способ взаимодействия каналов «независимая работа»;
- задать в канале 2 временную диаграмму № 10;

● задать номер диапазона временной уставки второго канала (определяется технологическим процессом);

● задать уставки временных интервалов канала 2 (для А1 – Т11, для А2 – Т12, для А3 – Т13 по рис. 9в);

● задать в канале 1 временную диаграмму № 1;

● задать номер диапазона временной уставки первого канала (определяется технологическим процессом);

● задать уставки временных интервалов канала 1 (для А1 – Т31, для А2 – Т32, для А3 – Т33 по рис. 9б).

Задаваемые номера диапазонов временных уставок для некоторых модификаций ЭРКОН-215 и ЭРКОН-224 приве-

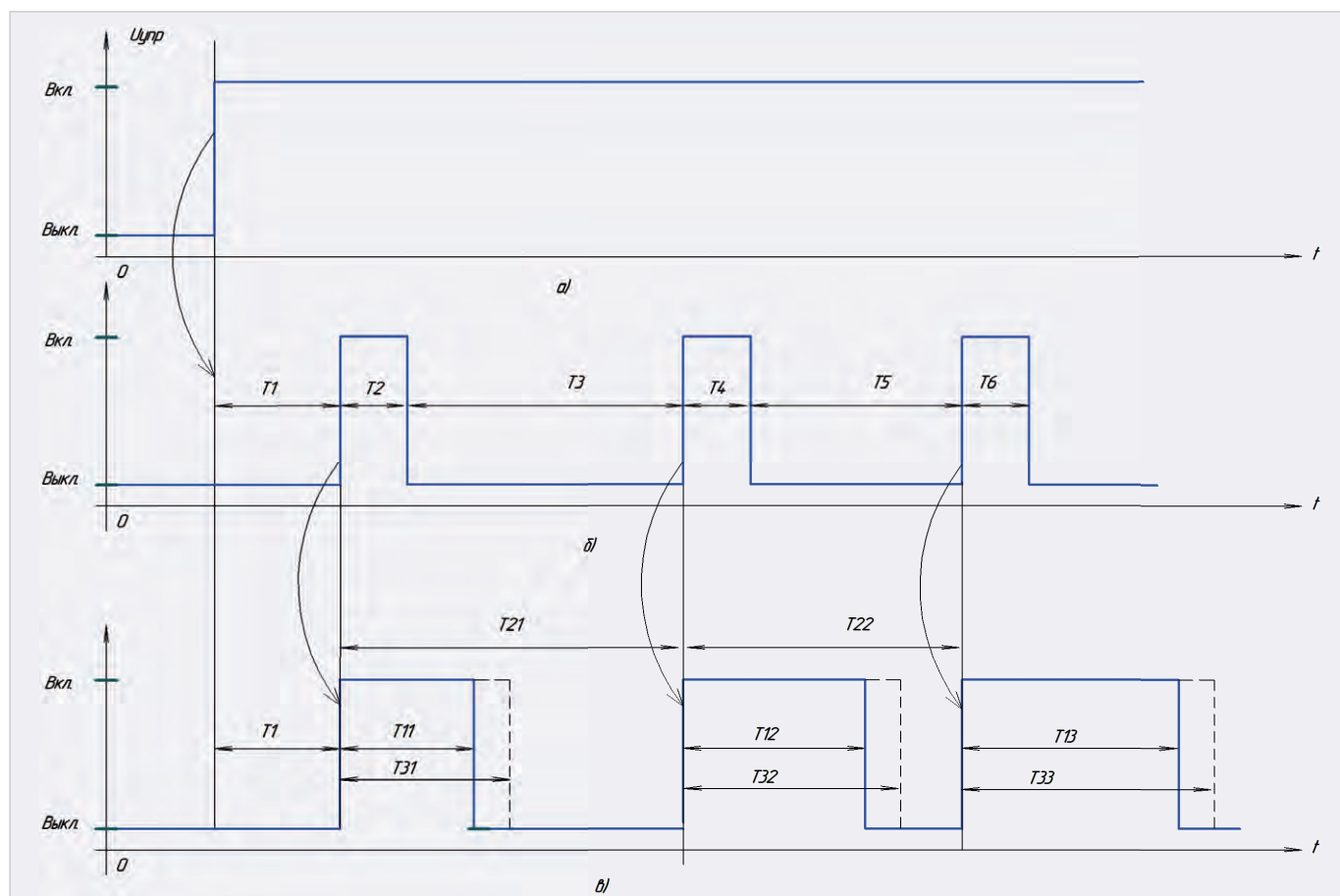


Рис. 9. Временная диаграмма работы устройства

дены в табл. 1. После подачи питающих напряжений в устройстве необходимо установить тумблеры S1 «РАЗРЕШ» в положение «ВКЛ». После установки тумблера S2 «УПР» в положение «ВКЛ» начинается работа временной диаграммы, установленной в ЭРКОН-215 (A4 по рис. 3). Группы контактов KM1.2 и KM1.3 реле KM1 подают сигналы «разрешение 2» и «разрешение 1» соответственно для каналов № 1 и № 2 ЭРКОН-224 A1. Через время T1 (рис. 9б) замыкаются контакты X2:1 и XT:2 ЭРКОН-215 A4. (Высокому уровню сигналов на рис. 9 соответствует включённое состояние выходных реле, а низкому уровню сигналов – выключенное.) Данный сигнал поступает на вход «управление 1» канала 1 ЭРКОН-224. В данном канале начинается исполнение диаграммы № 1. При этом контакты X2:6 и X2:7 ЭРКОН-224 замыкаются. Это значит, что включается нагрузка № 1 и подаётся сигнал «управление 2» на канал № 2. То есть в данном канале начинается исполнение диаграммы № 10. Через время T11 (рис. 9в) включается «Выход 2» (замыкаются клеммы X2:3, X2:4 в A1). Включается реле KM1. Группа контактов KM1.1 замыкается. Реле KM1 при этом будет включено постоянно. Группы контактов KM1.2 и KM1.3 размыкают-

ся. Сигналы «разрешение 2» и «разрешение 1» в ЭРКОН-224 снимаются. Нагрузка № 1 выключается. Понятно, что реле KM1 должно включиться раньше, чем закончится интервал T31 в диаграмме № 1, поэтому $T31 > T11$ (и далее $T32 > T12$, $T33 > T13$).

Контакты 41 и 44 в группе KM1.4 замыкаются. Это значит, что как только «подойдёт» второй импульс с ЭРКОН-215 (T4 по рис. 9б), то включится только реле ЭРКОН 224 A2. «Выход1» данного реле включит нагрузку № 2 на интервал времени T12 (рис. 9в).

По окончании T12 включится реле KM2. Контакты 41 и 44 в группе KM2.4 замыкаются. Это значит, что как только «подойдёт» третий импульс с ЭРКОН-215 (T6 по рис. 9б), то включится только реле ЭРКОН 224 A3 и т.д. И включится нагрузка № 3 (на рис. 3 не показана). Таким образом, количество подключаемых нагрузок может быть увеличено до 49. При этом в устройстве количество ЭРКОН-224 и реле РП-21-004 (KM1 по A3) тоже должно быть увеличено до 49.

Получается, что ЭРКОН-215 задаёт интервалы между включениями нагрузок. Модуль, выполненный на реле KM1 и ЭРКОН-224 A1, задаёт толь-

ко временной интервал включения нагрузки № 1. Который должен закончиться раньше, чем включится нагрузка № 2. Соответственно, модуль, выполненный на реле KM2 и ЭРКОН-224 A2, задаёт временной интервал включения нагрузки № 2 и т.д. Если необходимо включение нагрузки № 1 сразу после установки тумблера SA2 в положение «ВКЛ», то нужно в ЭРКОН-215 в режиме конфигурации задать временной интервал T1 равным нулю. Так как исполнение временной диаграммы однократное, то для её перезапуска необходимо установить тумблер SA2 «УПР» в положение «ВЫКЛ», а потом в положение «ВКЛ».

Устройство на базе промышленных реле времени ЭРКОН-215 и ЭРКОН-224 для автоматического последовательного во времени включения нагрузок с циклическим исполнением временной диаграммы

Фрагмент принципиальной схемы устройства для работы в циклическом режиме приведён на рис. 10.

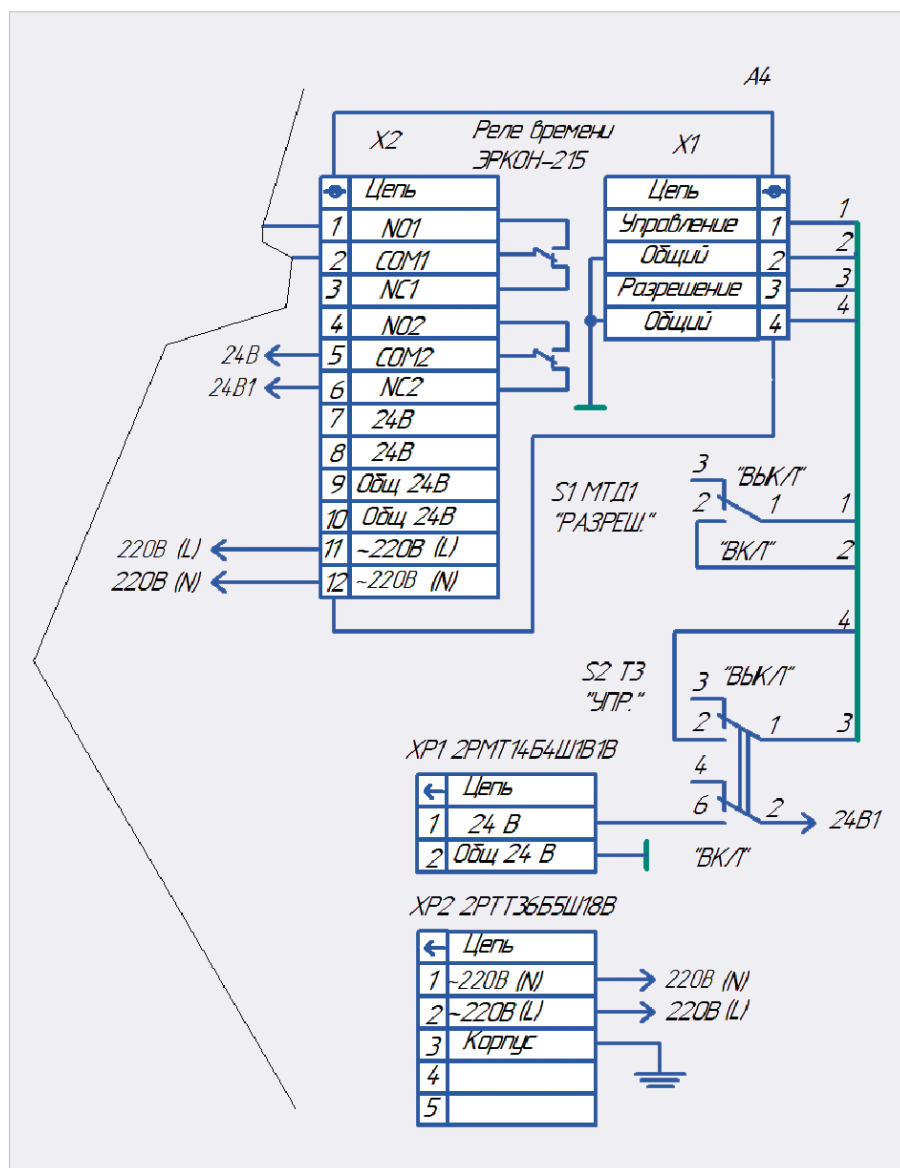


Рис. 10. Фрагмент принципиальной схемы устройства ЭРКОН-224 для работы в циклическом режиме

При циклическом режиме работы временные диаграммы, «защиты» в ЭРКОН-215, периодически повторяются. Для циклического исполнения алгоритма работы устройства, приведенного на рис. 3, необходимо, чтобы после однократного исполнения временной диаграммы были установлены в исходное состояние «триггеры», выполненные на реле КМ1, КМ2 и т.д. В схеме, приведенной на рис. 10, питающее напряжение 24 В для реле КМ1, КМ2 поступает через группу контактов тумблера S2 и группу контактов дополнительного выходного реле в ЭРКОН-215 (клеммы X2.5, X2.6). В этом заключается отличие принципиальной схемы, приведенной на рис. 3, от схемы, приведенной на рис. 10. Кроме того, необходимо дополнительно сконфигурировать ЭРКОН-215 следующим образом:

- установить режим работы основного и дополнительного выходных реле – режим «индикации останова временной диаграммы». В данном режиме дополнительное выходное реле включается в момент окончания исполнения временной диаграммы, а выключается после выдержки времени Тв;
- установить выдержку времени Тв для дополнительного выходного реле в ЭРКОН-215.

То есть после каждого исполнения временной диаграммы клеммы X2.5, X2.6 в ЭРКОН-215 размыкаются на время Тв.

При этом катушки реле КМ1, КМ2 обесточиваются. Все группы контактов КМ1.1–КМ1.4, КМ2.1–КМ2.4 принимают исходное состояние. Далее начинается исполнение временной диаграммы в цикле.

Коды параметров для конфигурации отображаются на отдельном 2-разрядном цифровом дисплее ЭРКОН-215 для всех режимов работ. Более подробно работа и технические характеристики ЭРКОН-215 и ЭРКОН-224 приведены соответственно в [1] и [2].

Заключение

Реле времени – это одни из самых простых современных устройств автоматики. В силу своей простоты и интуитивной понятности они до сих пор находят многочисленные применения в различных отраслях промышленности и науки. Несмотря на массовое распространение более интеллектуальных приборов и устройств, способных решать задачи реле времени, рынок последних по-прежнему обширен.

Промышленные реле времени ЭРКОН-215 и ЭРКОН-224 могут применяться в тех задачах, где оператор должен следить за ходом исполнения временной диаграммы. Данные реле неплохо «впишутся» в автономную локальную автоматизированную систему управления технологического процесса АСУ ТП или в различные системы автоматики. Временные диаграммы программируются с передней панели ЭРКОН-215 и могут содержать до 99 шагов различной длительности, что позволяет программировать диаграммы высокой сложности. Ещё большую гибкость даёт возможность циклического исполнения программ.

Устройства, реализующие последовательное включение нагрузок во времени, выполненные с применением промышленных реле времени, ЭРКОН-215 и ЭРКОН-224 отличает следующее:

- ремонтпригодность;
- простой пользовательский интерфейс, который способствует быстрому обучению персонала, как ремонтного, так и обслуживающего;
- удобная эксплуатация.

Приведённое устройство может быть применено в качестве дублирующей системы в АСУ ТП, где задаваемые временные интервалы являются критически важными.

Литература:

1. РЕЛЕ ВРЕМЕНИ ЭРКОН-215 Паспорт ПИМФ.403455.006 ПС.
2. РЕЛЕ ВРЕМЕНИ ЭРКОН-224 Паспорт ПИМФ.403455.005 ПС.
3. URL: www.теплоприбор.рф.
4. URL: www.etalonpribor.ru.



Управляемый фазовращатель синусоидального сигнала

Евгений Колесников

Управляемый фазовращатель обеспечивает сдвиг фазы входного синусоидального напряжения в диапазоне 360° при изменении управляющего напряжения постоянного тока в пределах от -10 В до $+10$ В. Фазовращатель выполнен на базе интегральных микросхем конвертеров тригонометрических функций и аналоговых перемножителей напряжений. Область применения управляемого фазовращателя – электронно управляемый сдвиг фазы переменного синусоидального напряжения промышленной частоты.

Устройства, предназначенные для фазового сдвига гармонического сигнала, называются фазовращателями. Если имеется возможность регулирования фазового сдвига, то такой фазовращатель называется управляемым (УФВ).

Построение схем УФВ достаточно широко освещено в литературе по электронике. Простейшими фазосмещателями являются пассивные электрические цепи, обеспечивающие сдвиг фазы между током и напряжением – это RC - или RL -цепи [1].

УФВ на основе неуравновешенного четырёхплечевого моста, в одном из плеч которого включён конденсатор, являются также пассивными, имеют относительно простую схему и обеспечивают сдвиг фазы сигнала приблизительно от 10° до 160° изме-

нением сопротивления переменного резистора [2].

Широкое распространение на практике получили схемы активных УФВ на базе управляемых фазовых фильтров с применением операционных усилителей (ОУ). Эти УФВ осуществляют сдвиг фазы входного сигнала от 0° до 180° с отстающим или опережающим фазовым углом сдвига путём изменения сопротивления переменного резистора [3].

Применение в УФВ фазовых фильтров сделало возможным электронное управление сдвигом фазы путём замены переменных резисторов потенциально регулируемыми элементами, например, на полевом транзисторе, аналого-цифровом преобразователе или перемножителе напряжений [4].

Вышеперечисленные УФВ имеют следующие недостатки: либо ручное управление и переменный коэффициент передачи, либо нелинейность регулировочной характеристики. Кроме того, все эти известные УФВ имеют узкий диапазон углов сдвига фазы.

Развитие средств современной электроники позволило коренным образом пересмотреть подход к построению устройств фазового сдвига и разработать УФВ, свободный от вышеуказанных недостатков.

При построении схемы разработанного УФВ было использовано известное тригонометрическое выражение, которое касается формулы синуса суммы двух аргументов [5]:

$$\sin(x + y) = \sin x \cos y + \cos x \sin y.$$

На рис. 1 приведена структурная схема разработанного УФВ.

УФВ содержит фазосмещатель $\Phi\text{СМ}$ на 90° , первый и второй перемножители напряжений ПН1 и ПН2 , блок мас-

штабирования БМ , формирователь косинуса $\Phi\text{К}$, формирователь синуса $\Phi\text{С}$ и сумматор С [6, 7].

УФВ работает следующим образом. Входное синусоидальное напряжение (рис. 1) $u_{\text{вх}} = U_{\text{мвх}} \sin \omega t$ с частотой ω подаётся на первый вход первого перемножителя ПН1 и вход фазосмещателя $\Phi\text{СМ}$ на 90° . Фазосмещатель $\Phi\text{СМ}$ сдвигает фазу сигнала на 90° в сторону опережения. В результате на выходе фазосмещателя $\Phi\text{СМ}$ формируется напряжение:

$$u_1 = U_{\text{мвх}} \cos \omega t.$$

Полученное напряжение u_1 подаётся на первый вход второго перемножителя ПН2 .

Одновременно напряжение управления U_y постоянного тока подаётся на вход блока масштабирования БМ . Для принятой максимальной величины напряжения управления $|U_{y\text{max}}| = |\pm 10|$ В ≈ 10 В коэффициент передачи блока масштабирования БМ выбран равным $K_{\text{н}} = 0,1\pi \approx 0,314$ (использовался в математической модели при моделировании УФВ). При этом на выходе блока масштабирования БМ формируется напряжение u_2 , пропорциональное напряжению управления U_y и численно равное углу сдвига фазы φ в радианах. Полученное напряжение u_2 подаётся на входы формирователей косинуса $\Phi\text{К}$ и синуса $\Phi\text{С}$.

После тригонометрического преобразования напряжения u_2 на выходе формирователя косинуса $\Phi\text{К}$ формируется напряжение $u_3 = \cos \varphi$. Напряжение u_3 подаётся на второй вход первого перемножителя ПН1 (рис. 1). При этом на выходе формирователя синуса $\Phi\text{С}$ формируется напряжение $u_4 = \sin \varphi$. Напряжение u_4 подаётся на второй вход второго перемножителя ПН2 (рис. 1).

Перемножители ПН1 и ПН2 производят перемножение соответствующих входных сигналов $u_{\text{вх}}$ и u_1 на сигналы, полученные на выходе формирователей косинуса $\Phi\text{К}$ и синуса $\Phi\text{С}$. Соответственно $u_3 = \cos \varphi$ и $u_4 = \sin \varphi$.

В результате на выходах перемножителей ПН1 и ПН2 формируются напряжения соответственно u_5 и u_6 :

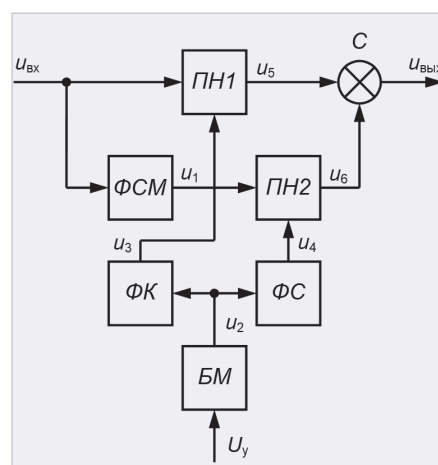


Рис. 1. Структурная схема управляемого фазовращателя: $\Phi\text{СМ}$ – фазосмещатель; ПН1 , ПН2 – перемножители напряжений 1, 2; БМ – блок масштабирования; $\Phi\text{К}$ – формирователь косинуса; $\Phi\text{С}$ – формирователь синуса; С – сумматор

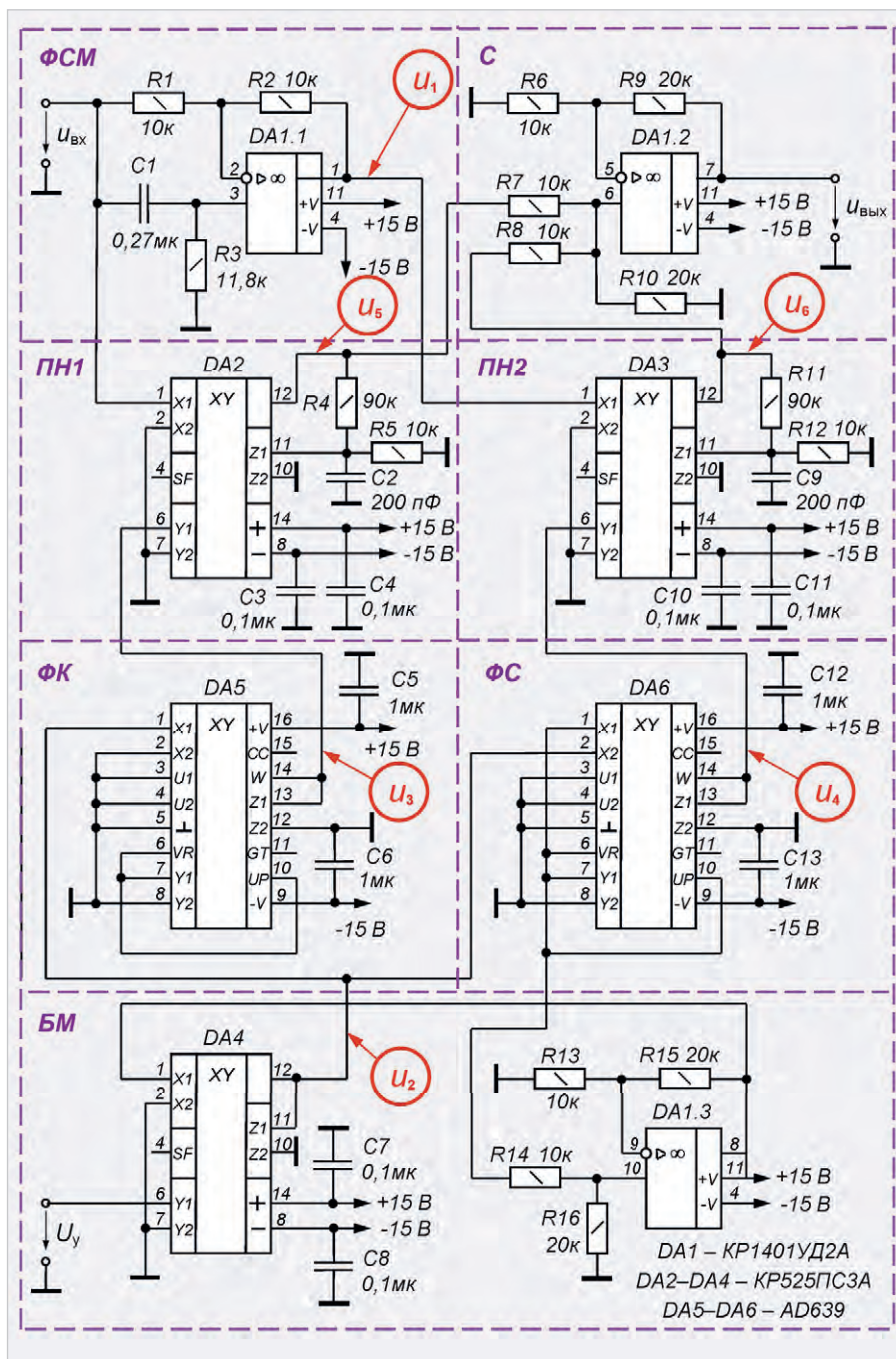


Рис. 2. Принципиальная схема управляемого фазовращателя

$$u_5 = u_{вх} u_3 = (U_{мвх} \sin \omega t) \cos \varphi;$$

$$u_6 = u_1 u_4 = (U_{мвх} \cos \omega t) \sin \varphi.$$

Выходные напряжения u_5 и u_6 , полученные после перемножителей ПН1 и ПН2, суммируются в сумматоре С, на выходе которого и на выходе УФВ формируется напряжение $u_{вых}$ [7]:

$$u_{вых} = (U_{мвх} \sin \omega t) \cos \varphi + (U_{мвх} \cos \omega t) \sin \varphi = U_{мвх} \sin(\omega t + \varphi).$$

Моделирование УФВ в пакете прикладных программ MATLAB & Simulink показало, что УФВ обеспечивает сдвиг фазы φ входного сигнала от -180° до $+180^\circ$, т.е. в диапазоне углов 360° при изменении напряжения управления U_y в диапазоне ± 10 В и единичном

коэффициенте передачи. Величина угла сдвига фазы φ прямо пропорциональна напряжению управления U_y , поэтому регулировочная характеристика УФВ $\varphi = f(U_y)$ линейная [7], что упрощает построение различных электронных устройств, работа которых основана на фазовом сдвиге. При этом коэффициент пропорциональности равен $K_{пр} = 18$ град/В.

Принципиальная схема разработанного УФВ приведена на рис. 2. Схема выполнена на интегральных микросхемах (ИМС): счетверённом ОУ DA1 типа КР1401УД2А, перемножителях напряжений DA2...DA4 типа КР525ПЗСА и конверторов тригоно-

метрических функций DA5, DA6 типа AD639 [8].

Фазосмещатель ФСМ выполнен на ОУ DA1.1, включённом по схеме фазового фильтра, который сдвигает входное напряжение $u_{вх}$ на угол 90° в сторону опережения на частоте 50 Гц (рис. 2), для чего необходимо выдерживать соотношение [3]:

$$\varphi = 180^\circ - 2 \arctg(R3C1\omega) = 90^\circ$$

$$\text{или } 2 \arctg(2\pi f R3C1) = 90^\circ,$$

$$\text{тогда } 2\pi f R3C1 = 1. \quad (1)$$

Задав ёмкостью конденсатора $C1 = 0,27$ мкФ, было определено сопротивление резистора R3:

$$R3 = \frac{1}{2\pi f C1} = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 0,27 \cdot 10^{-6}} = 11795,2 \text{ Ом} \approx 11,8 \text{ кОм}.$$

Коэффициент передачи фазосмещателя ФСМ равен единице при равенстве сопротивлений резисторов R1 и R2 [3].

Блок масштабирования БМ выполнен на ИМС перемножителя напряжений DA4 и ОУ DA1.3. В отличие от модели [7], в соответствии с [8] коэффициент преобразования (масштабирования) ИМС AD639 составляет $K_{пр} = 50$ град/В, а на выводе 6 «VR» формируется опорное напряжение величиной $U_{оп} = 1,8$ В. Таким образом, чтобы обеспечить угол 180° , это напряжение необходимо увеличить в два раза. Поэтому коэффициент передачи усилителя на ОУ DA1.3 выбран равным 2. В результате на выходе блока масштабирования БМ будет формироваться напряжение $U_2 = \pm 3,6$ В при изменении напряжения управления U_y в пределах ± 10 В, т.е. [9]:

$$u_2 = \frac{(x_1 - x_2)(y_1 - y_2)}{10} + z_2 = \frac{x_1 y_1}{10} = \frac{2U_{оп} \cdot U_y}{10} = \frac{3,6 \cdot U_y}{10} = 0,36 U_y,$$

где $x_2 = y_2 = z_2 = 0$, поэтому эти входы DA4 в схеме (рис. 2) подключены к общему проводу.

Формирователь косинуса ФК выполнен на ИМС DA5 типа AD639, включённой по схеме формирователя косинуса согласно [8].

$$u_3 = \cos(K_{пр} u_2) = \cos(50 \cdot 0,36 U_y) = \cos(18 U_y).$$

Формирователь синуса ФС выполнен на ИМС DA6 типа AD639, включённой по схеме формирователя синуса согласно [8].

$$u_4 = \sin(K_{пр} u_2) = \sin(50 \cdot 0,36 U_y) = \sin(18 U_y).$$

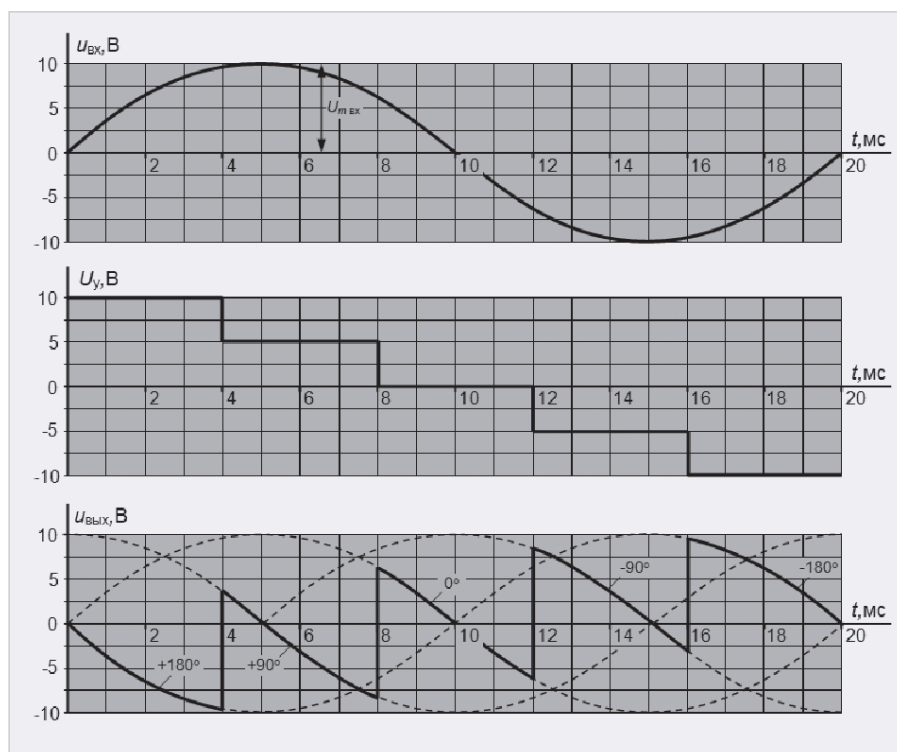


Рис. 3. Осциллограммы напряжений управляемого фазовращателя

Перемножители напряжений ПМ1 и ПМ2 выполнены на интегральных микросхемах ИМС перемножителей DA2 и DA3 типа KP525ПC3A [8]. Коэффициент передачи этих перемножителей единичный, в отличие от стандартного применения. Это обеспечивается использованием внутренних ОУ ИМС перемножителей DA2 и DA3, включённых по схеме неинвертирующих усилителей, которые реализуются введением отрицательной обратной связи при помощи внешних резисторов R4, R5 и R11, R12 соответственно.

На выходах перемножителей DA2 и DA3 формируются напряжения u_5 и u_6 соответственно:

$$\begin{aligned} u_5 &= (x_1 - x_2)(y_1 - y_2) + z_2 = x_1 y_1 = \\ &= u_{вх} u_3 = (U_{м.вх} \sin \omega t) \cos(18U_y); \\ u_6 &= (x_1 - x_2)(y_1 - y_2) + z_2 = x_1 y_1 = \\ &= u_1 u_4 = (U_{м.вх} \cos \omega t) \sin(18U_y), \end{aligned}$$

где $u_{вх} = U_{м.вх} \sin \omega t$; $u_1 = U_{м.вх} \cos \omega t$; $x_2 = y_2 = z_2 = 0$, поэтому эти входы DA2 и DA3 в схеме (рис. 2) подключены к общему проводу.

Напряжения u_5 и u_6 подаются на входы неинвертирующего сумматора С, выполненного на ОУ DA2, имеющего единичный коэффициент передачи. В результате на выходе сумматора С и на выходе УФВ формируется напряжение:

$$\begin{aligned} u_{вых} &= u_5 + u_6 = (U_{м.вх} \sin \omega t) \cos(18U_y) + \\ &+ (U_{м.вх} \cos \omega t) \sin(18U_y) = \\ &= U_{м.вх} \sin(\omega t + 18U_y) = U_{м.вх} \sin(\omega t + \varphi). \end{aligned}$$

По разработанной схеме (рис. 2) был создан опытный образец УФВ и проведены его лабораторные исследования, которые показали работоспособность устройства и правильность выбора схемных решений.

На управляющий вход УФВ последовательно подавались уровни напряжений U_y постоянного тока от -10 В до $+10$ В и снимались осциллограммы входного $u_{вх}$ и выходного напряжений $u_{вых}$.

На рис. 3 приведены осциллограммы напряжений, полученные в результате исследований опытного образца УФВ.

Из осциллограмм видно, что на первом интервале входного напряжения $u_{вх}$ от 0 до 4 мс при напряжении управления $U_y = +10$ В угол сдвига фазы сигнала составляет $\varphi = +180^\circ$. На втором интервале входного напряжения $u_{вх}$ от 4 до 8 мс при напряжении управления $U_y = +5$ В угол сдвига фазы сигнала составляет $\varphi = +90^\circ$. На третьем интервале входного напряжения $u_{вх}$ от 8 до 12 мс при напряжении управления $U_y = 0$ В угол сдвига фазы сигнала составляет $\varphi = 0^\circ$. На четвёртом интервале входного напряжения $u_{вх}$ от 12 до 16 мс при напряжении управления $U_y = -5$ В угол сдвига фазы сигнала составляет $\varphi = -90^\circ$. На пятом интервале входного напряжения $u_{вх}$ от 16 до 20 мс при напряжении управления $U_y = -10$ В угол сдвига фазы сигнала составляет $\varphi = -180^\circ$.

Таким образом, разработанный УФВ позволяет сдвигать фазу φ входного сигнала от -180° до $+180^\circ$, т.е. в диапазоне углов 360° при изменении напряжения управления U_y от -10 В до $+10$ В.

Следует отметить, что рабочий диапазон частот разработанного УФВ ограничен промышленной частотой 50 Гц, так как фазосмещатель ФСМ обеспечивает сдвиг фазы входного сигнала на 90° только на этой частоте. Для перестройки УФВ на другую частоту необходимо в ФСМ изменить параметры цепи R3C1 в соответствии с выражением (1). Для расширения рабочего диапазона частот УФВ фазосмещатель ФСМ можно выполнить широкополосным по схеме, приведённой в [10].

Литература

1. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. пособие. М.: Высш. шк., 2003. 462 с.
2. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника: учеб. пособие для приборостроит. спец. вузов. М.: Высшая школа, 1991. 622 с.
3. Пейтон А.Дж., Воли В. Аналоговая электроника на операционных усилителях. М.: БИНОМ, 1994. 352.
4. Дубровин В.С. Управляемые фазовращатели // Южно-уральский научный вестник. Бийск, 2012. Вып. 2 (2). С. 38–41.
5. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся вузов: учебное пособие. СПб.: Лань, 2010. 608 с.
6. Пат. № 206198 Российская Федерация, МПК G01R 25/04, H03N 11/16, H03N 17/08. Управляемый фазовращатель / Колесников Е.Б. № 2021113412 /28; заявл. 11.05.2021; опубл. 30.08.2021, Бюл. № 25.
7. Колесников Е.Б. Управляемый фазовращатель гармонического сигнала // Изв. вузов. Электроника. 2023. Т. 28. № 4. С. 509–517.
8. AD639 Datasheet – Analog Devices. URL: <https://datasheet4u.com/datasheet-pdf/AnalogDevices/AD639/pdf.php?id=145684> (дата обращения: 15.08.2025).
9. Коломбет Е.А. Микроэлектронные средства обработки аналоговых сигналов. М.: Радио и связь, 1991. 376 с.
10. Пат. № 196044 Российская Федерация, МПК G01R 25/04. Устройство сдвига фазы на 90 градусов / Колесников Е.Б. № 2019141469/28; заявл. 12.12.2019; опубл. 14.02.2020, Бюл. № 5.



Микроконтроллеры: обзор и практика применения. Часть 1

Валерий Жижин

В статье представлен обзор современных микроконтроллеров. Приводится история их появления, классификация, рассматриваются области применения различных типов микроконтроллеров. Особое внимание уделяется архитектуре 32-разрядных устройств на основе ARM-ядер Cortex-M. Представлены некоторые средства разработки и отладки ПО.

Введение

Данная статья содержит обзор современных архитектур микроконтроллеров и областей их применения. Во второй части приводятся примеры практической реализации проектов с фрагментами кода на языке Си.

Статья написана на основе как технических публикаций, так и материалов автора, имеющего многолетний опыт работы в данной области.

История

История появления и развития микроконтроллеров неразрывно связана с историей микропроцессоров. А она достаточно любопытна.

В 1969 г. Intel получила заказ от молодой японской компании, занимающейся производством калькуляторов. Им требовался набор из 12 интегральных схем в качестве основного элемента для нового дешёвого настольного калькулятора. Проект был разработан Масатоши Шима, который и представлял японскую сторону. Тед Хофф (Ted Hoff), руководитель отдела, занимавшегося разработкой применений для продукции Intel, ознакомившись с проектом, понял, что вместо того, чтобы создавать калькулятор с некоторыми возможностями программирования, можно сделать наоборот: компьютер, программируемый для работы

в качестве калькулятора. Развивая идею, в течение осени 1969 г. Хофф определился с архитектурой будущего микропроцессора, которую назвали «семейство 4000». Семейство состояло из четырёх 16-выводных микросхем: 4001 содержал ROM на 2 Кбайта; 4002 – RAM с 4-битным выходным портом для загрузки программ; 4003 представлял собой 10-битный расширитель ввода-вывода с последовательным вводом и параллельным выводом для связи с клавиатурой, индикатором и другими внешними устройствами; наконец 4004 был 4-битным ЦПУ (центральным процессорным устройством).

Это ЦПУ содержало 2300 транзисторов и работало на тактовой частоте 108 кГц. **15 ноября 1971 г. было объявлено о создании первого микропроцессора.** Правообладателем этого первого микропроцессора стала компания Intel.

Первый патент на однокристалльную микро-ЭВМ был выдан в 1971 году инженерам Майклу Кочрену и Гари Буну, сотрудникам американской Texas Instruments. Именно они родоначальники идеи размещения на одном кристалле не только процессора, но и памяти с устройствами ввода-вывода. В 1976 году американская фирма Intel выпускает микроконтроллер i8048. Он имел на борту 4 Кбайт УФ однократ-

но программируемой памяти, 128 байт SRAM, GPIO, последовательные порт и, собственно, 8-битное процессорное ядро. Через 4 года, в 1980 году, Intel выпускает следующий микроконтроллер: i8051. Intel 8048 был использован в игровой приставке Magnavox Odyssey, аналоговых синтезаторах Roland.

Удачный набор периферийных устройств, возможность гибкого выбора внешней или внутренней программной памяти и приемлемая цена обеспечили этому микроконтроллеру успех на рынке. С точки зрения технологии микроконтроллер i8051 являлся для своего времени крайне сложным изделием: в кристалле было использовано 128 тысяч транзисторов, что в 4 раза превышало количество транзисторов в 16-разрядном микропроцессоре i8086.

В СССР с начала 1980-х годов до как минимум 1992 года на заводе «Квазар» в г. Киеве выпускался KM1816BE48 – 8-битный однокристалльный микроконтроллер (ОМК), советский аналог i8048. Он получил широкое распространение во встраиваемых вычислительных системах, а также как периферийный контроллер в составе специальных вычислительных средств.

В 90-е годы в индустрии микроконтроллеров начался настоящий бум. Дело в том, что в начале 1990-х годов большая вселенная восьмибитных микроконтроллеров принадлежала одной компании, всемогущей «Мотороле». Но вдруг у неё появился никому не известный соперник с малоизвестным именем Microchip Technology, выпустивший контроллер PIC 16C84. Особенность этого чипа состояла в том, что он включал в себя электрически перепрограммируемую память типа EEPROM, которая не требовала ультрафиолетовой засветки для стирания, как у её предшественницы EPROM. «Теперь пользователи могли изменять программу прямо в процессе работы», – говорил Род Дрейк, ведущий разработчик микросхемы и первый директор Microchip.

Вдобавок один чип стоил менее 5 долларов, что было в 4 раза ниже,

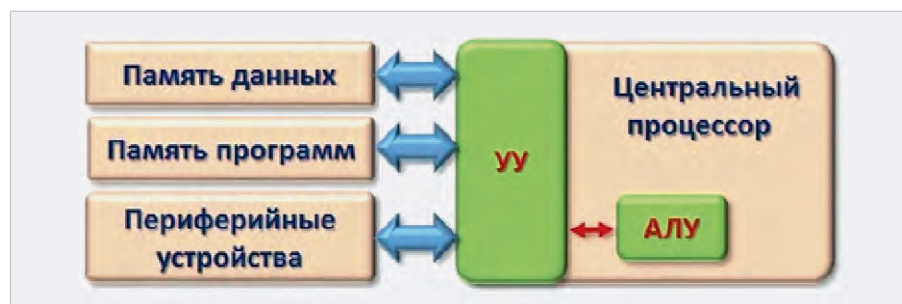


Рис. 1. Функциональная схема Гарвардской архитектуры



Рис. 2. Функциональная схема архитектуры Фона-Неймана

чем цены конкурентов (в первую очередь, конечно, «Моторолы»). 16С84 нашёл применение в смарт-картах, пультах дистанционного управления и беспроводных автомобильных ключах. Он положил начало целой линейке микроконтроллеров, ставших «суперзвездами» электроники – сейчас любой радиолюбитель знает о PIC-контроллерах. К настоящему времени продано около 6 миллиардов микросхем этого семейства.

Далее в игру включились такие столпы, как Texas Instruments, Atmel (в 2016 году была поглощена Microchip), STMicroelectronics.

Микроконтроллеры этих производителей заняли свои ниши. 16-разрядные микроконтроллеры Texas Instruments (линейка MSP) были и остаются ориентированы в основном на низко и сверхнизко потребляющие приложения и нашли применения в огромном количестве различных датчиков с автономным питанием, изделия Atmel завоевали популярность низкой ценой и используются в аппаратуре общего назначения.

Начиная с 2010-х рынок микроконтроллеров постепенно стали захватывать 32-разрядные устройства компании STMicroelectronics – STM32. Это связано в основном с сочетанием трёх факторов: наличием очень развитого функционала периферийных устройств в составе МК, высокой тактовой частоты (свыше 100 МГц) и наличием большого количества библиотек и компиляторов для этого семейства МК, что существенно снижает затраты и время для разработки прикладного ПО.

Особую популярность МК линейки STM32 приобрели у разработчиков

систем промышленной автоматизации, устройств «умный дом», полётных контроллеров и автопилотов БПЛА, медицинской техники. О МК ряда STM32 в основном и пойдёт речь в этих статьях.

Классификация микроконтроллеров

В микроконтроллерах традиционно используются две архитектуры: Гарвардская и Фона-Неймана.

Гарвардская архитектура использует отдельные адресные пространства команд и данных, а также отдельные шины доступа к ним. В Гарвардской архитектуре МК может читать следующую инструкцию, пока выполняется текущая, что существенно повышает производительность вычислений. Эта архитектура идеально подходит для приложений, требующих высокой скорости обработки данных, и применяется в МК реального времени. К недостаткам данной архитектуры следует отнести недостаточно гибкое использование памяти, поскольку размер памяти для кода и данных фиксирован. Функциональная схема Гарвардской архитектуры показана на рис. 1.

Архитектура Фона-Неймана характеризуется общим адресным пространством для команд и данных и использует общую шину доступа к ним. Это повышает гибкость в использовании памяти, поскольку её можно динамически перераспределять между кодом и данными, но одновременно снижается производительность вычислений. Функциональная схема архитектуры Фона-Неймана показана на рис. 2.

Современные МК используют модифицированные варианты этих архитектур, сочетая преимущества обоих.

Наиболее распространённая классификация современных микроконтроллеров показана на рис. 3.

Разрядность МК – это количество бит, которое параллельно может передавать шина данных. В микроконтроллерах Гарвардской архитектуры используются 3 типа шин: шина данных, шина команд и шина управления. Они могут иметь разную разрядность, но не менее 8. Разрядность шины данных определяет производительность МК.

С точки зрения системы команд и способов адресации операндов процессорное ядро современных микроконтроллеров реализует один из трёх принципов построения процессоров [1].

CISC-процессоры (Complex Instruction Set Computer) выполняют большой набор команд с развитыми возможностями адресации, что даёт разработчику возможность выбрать наиболее подходящую команду для выполнения необходимой операции. В применении к 8-разрядным микроконтроллерам процессор с CISC-архитектурой может иметь однобайтовый, двухбайтовый и трёхбайтовый (редко четырёхбайтовый) формат команд. Время выполнения команды может составлять от 1 до 12 циклов. К МК с CISC-архитектурой относятся МК фирмы Intel с ядром MCS-51, которые в настоящее время поддерживаются целым рядом производителей, например, МК семейств AT89Cх051, AT89S(Atmel) и ряда других.

В процессорах с RISC-архитектурой (Reduced Instruction Set Computer) набор исполняемых команд сокращён до минимума. Для реализации более сложных операций команды комбинируются. При этом все команды имеют формат фиксированной длины (например, 14 или 16 бит), выборка команды из памяти и её выполнение осуществляются за один такт синхронизации. Система команд RISC-процессора предполагает возможность равноправного использования всех регистров процессора. Это обеспечивает дополнительную гибкость при выполнении ряда операций. К МК с RISC-процессором относятся МК AVR фирмы Atmel, МК PIC16...PIC18 фирмы Microchip, MSP430 (Texas Instrument).

ARM-ядро (Advanced RISC Machine – усовершенствованная RISC-машина) – семейство лицензируемых 32-битных и 64-битных микропроцессорных ядер,

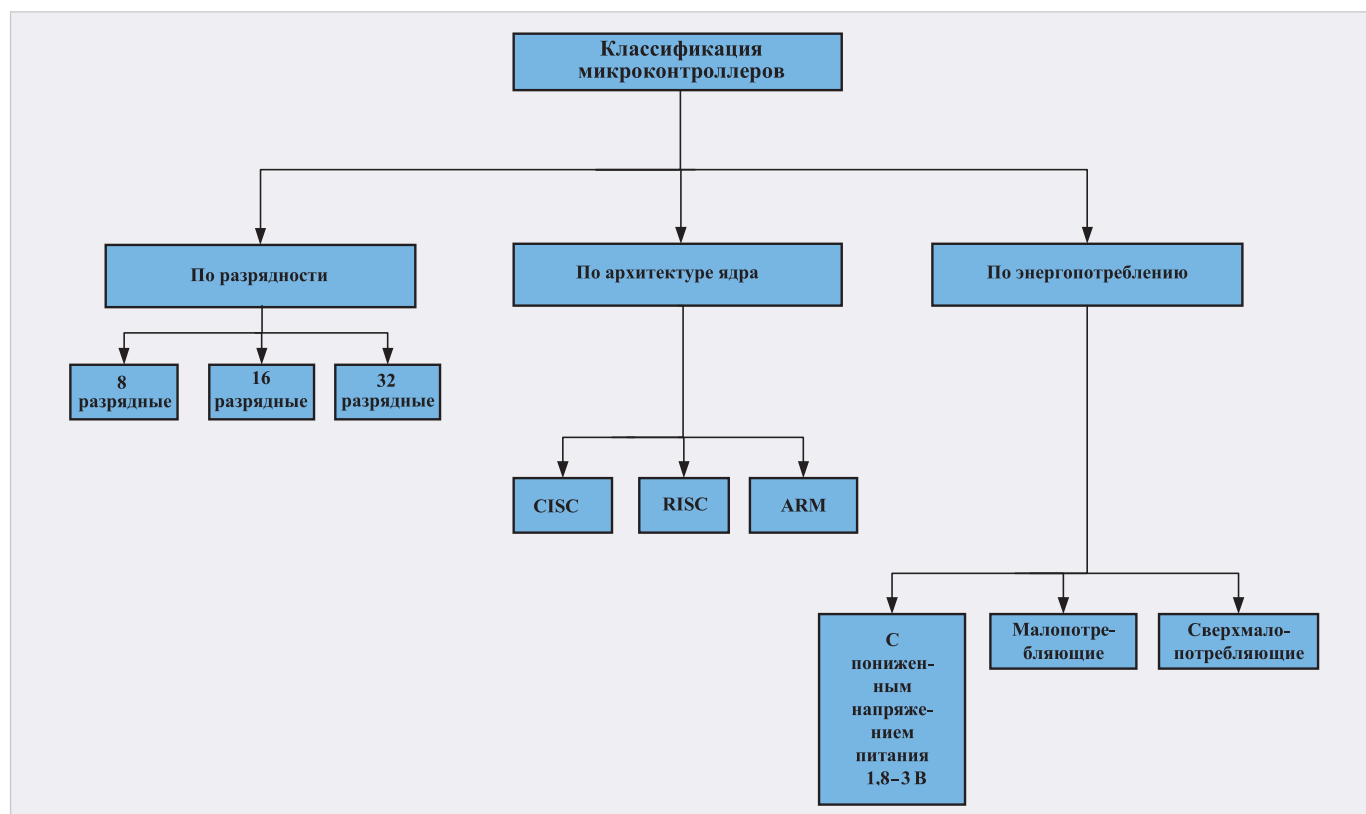


Рис. 3. Классификация микроконтроллеров

разрабатываемых компанией ARM Limited.

Особенности ARM-ядер:

- базируются на архитектуре RISC;
- помимо реализации вычислительных функций ядро ARM управляет периферийными устройствами кристалла, такими как порты ввода-вывода, таймеры, устройства оцифровки сигналов (аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи);
- имеют аппаратные блоки для операций с плавающей точкой и векторных вычислений, встроенную кэш-память;
- поддерживают сопроцессоры и могут быть использованы для построения многопроцессорных систем с общей памятью;
- обладают очень низким энергопотреблением.

Процессорные ARM-ядра содержат все МК ряда STM32. В зависимости от функционала они существуют в следующих модификациях: Cortex-M33, Cortex-M7F, Cortex-M4F, Cortex-M3, Cortex-M0+, Cortex-M0.

По энергопотреблению в активном режиме (Run) современные микроконтроллеры условно относят к одной из трёх групп:

- с пониженным напряжением питания (от 1,8 до 3 В) – предназначены для работы в устройствах с ав-

тономным питанием. Наиболее популярные модели: STM32Fxxx, MSP430Fxxx;

- низкопотребляющие – имеют режимы пониженного потребления, в которых тем не менее способны выполнять различные функции. Типичные представители семейства: PIC16xxx, PIC18xxx, Atmega128xxx, STM32Fxxx, MSP430Fxxx;
- со сверхнизким энергопотреблением (picoPower).

В активном режиме потребляют 30–40 мкА/МГц, а ток в режиме сна – 50–70 нА. К ним относятся: Atmega328xxx, PIC18F42xx, STM32Lxxx, MSP430F2xxx.

Разработчики систем на основе микроконтроллеров применяют следующие способы снижения энергопотребления:

- использование специализированных режимов энергосбережения, таких как Sleep Mode, Idle Mode;
- отключение неиспользуемых функциональных узлов МК, так как редко требуется работа всех периферийных устройств одновременно;
- выбор рабочей тактовой частоты, минимально необходимой для выполнения приложения;
- использование табличных методов вычисления вместо расчётов по формулам;

- в отдельных случаях в код, написанный на языке высокого уровня, например, на Си, включают подпрограммы на языке Ассемблера для конкретного типа микроконтроллера. Рассмотрим режимы энергосбережения.

Режим Idle Mode

В этом режиме прекращает работу центральный процессор, но продолжают функционировать периферийные модули, которые контролируют состояние объекта управления. При необходимости сигналы от периферийных модулей переводят МК в активный режим, и рабочая программа формирует необходимые управляющие воздействия.

В режиме ожидания мощность потребления МК снижается по сравнению с активным режимом в 5–10 раз.

Режим Sleep Mode

В этом режиме прекращают работу как центральный процессор, так и большинство периферийных модулей. Переход МК из состояния останова в рабочий режим возможен, как правило, только по прерываниям от внешних источников или после подачи сигнала сброса. В режиме останова мощность потребления МК снижается по сравнению с активным режимом

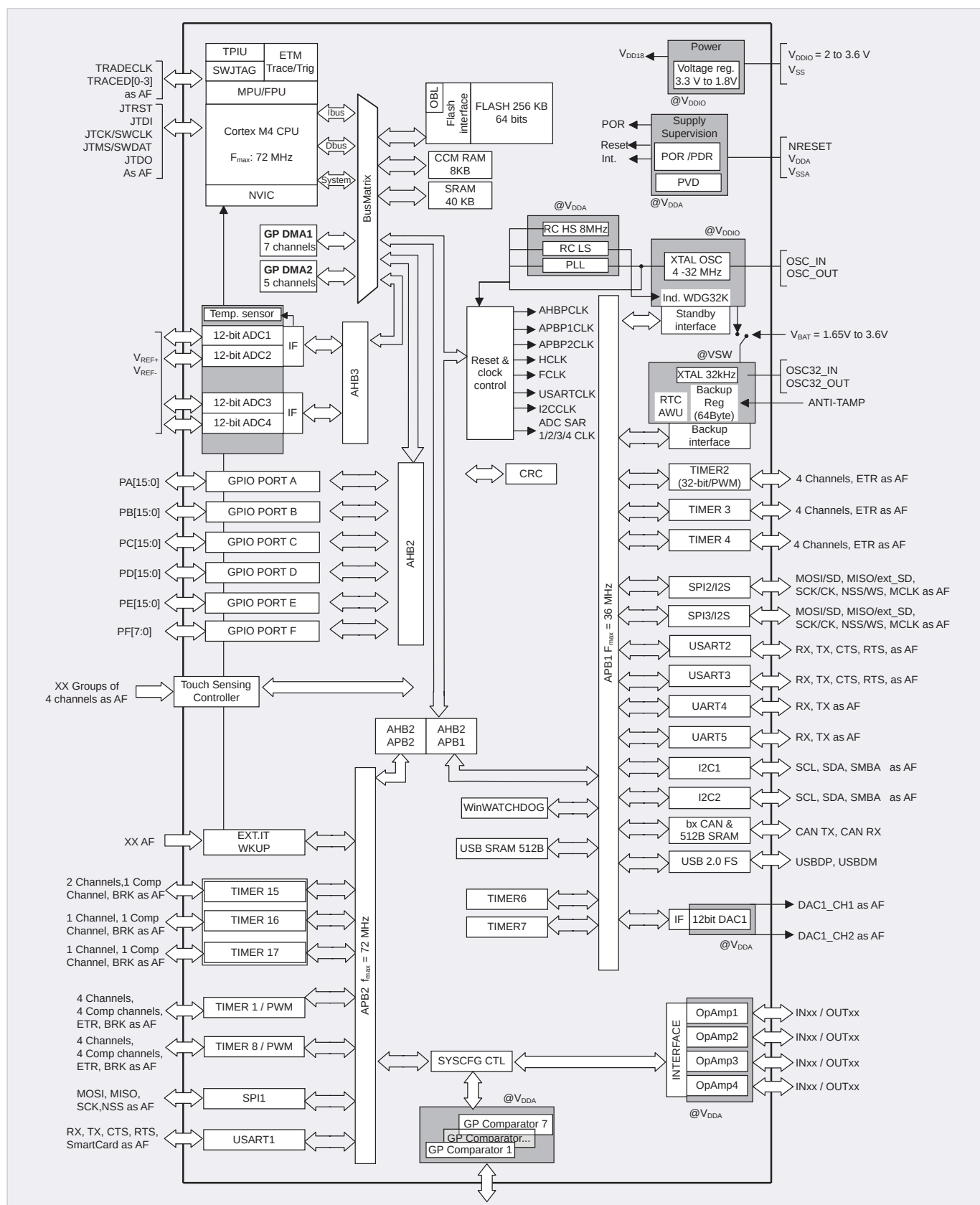


Рис. 4. Функциональная схема микроконтроллера STM32

примерно на три порядка и составляет единицы микроватт.

Переход на 32-разрядную архитектуру

В последние годы наблюдается активная тенденция у разработчи-

ков встраиваемых систем на использование 32-разрядной архитектуры [2].

Главной причиной движения в сторону 32-разрядных МК является усложнение функционала встраиваемых устройств под влиянием требований рынка. Поскольку встраиваемые при-

ложения становятся всё более функционально насыщенными, 8- и 16-разрядные МК не позволяют обеспечить требуемую производительность.

Второй причиной является то, что 32-разрядные МК обеспечивают более чем 10-кратное повышение произво-

дительности, а также позволяют снизить энергопотребление в активном режиме, уменьшить размер программного кода и ускорить разработку ПО.

Снижение энергопотребления в 32-разрядных ARM-микроконтроллерах происходит за счёт следующих факторов.

- Повышение эффективности доступа к памяти. Использование 32-разрядной шины уменьшает число требуемых циклов обращения к памяти (в 4 раза меньше, чем у 8-разрядных).
 - Уменьшение рабочей частоты. Высокая производительность ARM-ядра позволяет организовать работу на более низкой тактовой частоте. Пример: приложение с рабочей частотой 30 МГц на 8-разрядном CISC-ядре 8051 реализуется также на 32-разрядном ARM-процессоре с частотой 3 МГц при той же производительности вычислений.
 - Уменьшение количества активных циклов. ARM-микроконтроллеры имеют намного более высокую производительность по сравнению с 8- и 16-разрядными. Поэтому есть возможность завершить задачу и перейти в дежурный режим с пониженным энергопотреблением намного быстрее, что снижает общее число активных циклов в ПО.
- Третья причина – продукты на основе ARM-процессора обеспечивают широкий выбор периферии, производительности, объёма памяти, типа корпусов и в итоге помогают оптимизировать стоимость конечного продукта.

Кроме того, микроконтроллеры на базе ARM-ядра Cortex M имеют ряд функций, позволяющих их использовать в различных сферах применений: беспроводные сенсорные сети, IoT-системы, медицинское оборудование, беспилотные системы.

Цена на ARM-микроконтроллеры значительно (примерно в 3 раза) снизилась за последние 8 лет, и на рынке появляется всё больше недорогих и даже бесплатных инструментов разработки и отладки.

Программный код, разработанный для ARM-процессоров, можно использовать в течение ряда лет для микроконтроллеров других поставщиков. Это обуславливает лёгкость портирования приложений с одного МК, содержащего ARM-ядро, на МК другого поставщика. Портирова-

ние осуществляется с помощью стандарта Cortex Microcontroller Software Interface Standart (CMSIS). Этот интерфейс включён в библиотеки драйверов устройств МК почти всех производителей и обеспечивает программный доступ к функциям и регистрам ядра. Это позволяет осуществлять поддержку встраиваемых ОС, а также компиляторов различных поставщиков.

Разработка прикладного ПО для МК на базе ARM Cortex-M значительно проще, чем для 8- и 16-разрядных структур. Ядро Cortex-M полностью программируется на языке C, содержит различные функции отладки, помогающие обнаружить в коде ошибки. В Интернете существует большое количество примеров и руководств, а также доступны недорогие стартовые наборы для начинающих разработчиков.

Поскольку ARM-архитектура получила широкое распространение, становится всё проще найти программиста-разработчика для ARM-архитектур, чем для других.

В России НПО «Миландр» серийно производит отечественный аналог ряда STM32F103x.

Это устройства серии 1986BE9x, которые являются микроконтроллерами со встроенной Flash-памятью программ и построены на базе высокопроизводительного процессорного RISC-ядра ARM Cortex-M3 (производительность – 1,25 DMIPS/МГц при нулевой задержке между обращениями к памяти). Максимальная тактовая частота работы МК – 80 МГц. Готовятся к выпуску и другие модели отечественного производства.

Функциональная схема ARM микроконтроллера

Типовая функциональная схема микроконтроллера ряда STM32 показана на рис. 4 (на примере STM32F303x).

Процессор

В микроконтроллерах, начиная с STM32F3xxx и выше, используется ядро **ARM Cortex-M4**. Оно интегрирует 32-битное ЦПУ, шинную структуру, блок вложенных прерываний, отладочную систему и предопределённую организацию памяти. Особенно-сти функционирования ядра:

- поддерживает фрагментированные данные (Unaligned Data);
- имеет несколько шин, позволяющих выполнять операции параллельно;

- поддерживает контроллер векторизованных вложенных прерываний (КВВП).

Максимальная тактовая частота процессора составляет 72 МГц.

Память

Адресное пространство микроконтроллера организовано в виде линейного пространства. Некоторые области памяти:

- флеш-память – начинается с адреса 0x00000000, в этой области хранятся коды программ пользователя и системная информация. Объём 256 Кбайт;
- оперативная память (SRAM) – имеет начальный адрес 0x20000000. Объём 40 Кбайт;
- специальные регистры (CCM RAM) – находятся в памяти, начиная с адреса 0xE0000000. Объём 8 Кбайт.

Периферия

В микроконтроллере интегрированы:

- четыре 12-битных АЦП на 16 входных каналов каждый (скорость преобразования – до 12 МГц);
- два 12-битных ЦАП;
- два DMA-контроллера на 7 и 5 каналов соответственно с поддержкой режимов «периферия-память», «память-периферия», «память-память»;
- 17 таймеров (16 и 32 разряда).

Интерфейсы

В микроконтроллере также реализованы следующие интерфейсы:

- I²C-интерфейс – два модуля, каждый может работать в режиме «ведущий» (Master) или «ведомый» (Slave). Доступны стандартные скорости передачи данных до 100 кГц и быстрая передача на частотах до 400 кГц;
- SPI-интерфейс – три модуля, каждый может работать в режиме Master или Slave, поддерживать полнодуплексную, полудуплексную и симплексную передачи данных;
- USART (ISO 7816, LIN, IrDA) – 5 модулей, обеспечивает асинхронную коммуникацию;
- CAN-интерфейс. Соответствует спецификации 2.0 В (активный) со скоростью передачи данных до 1 Мбит/с;
- USB-интерфейс – 2.0 FS;
- 7 компараторов;
- четыре усилителя с программируемым коэффициентом усиления (PGA);

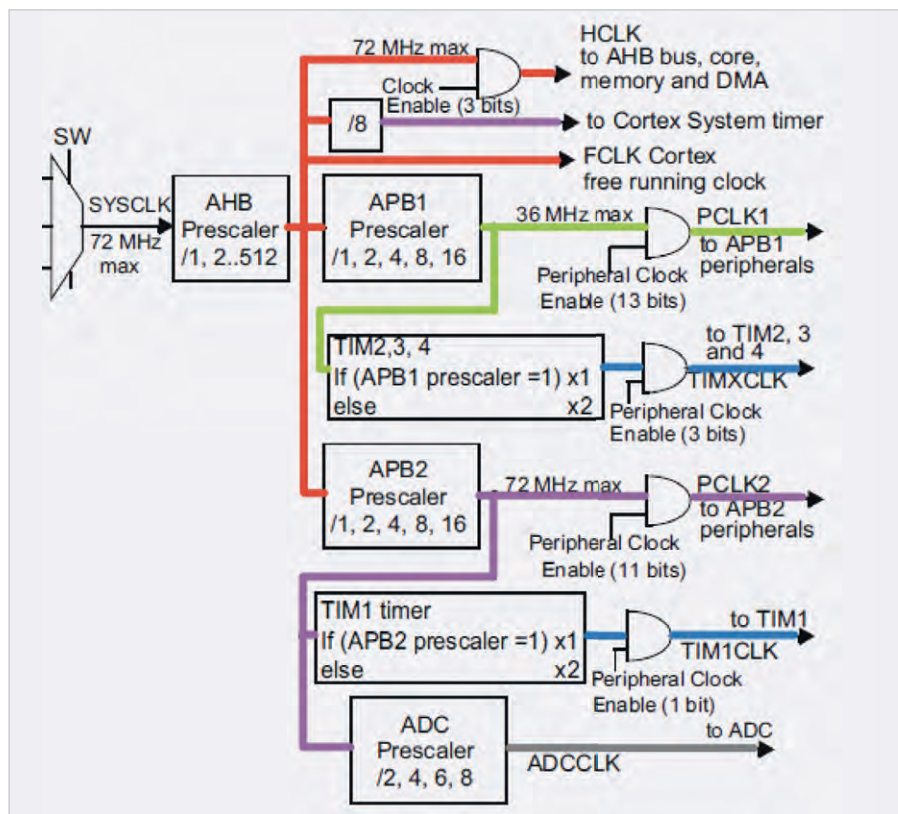


Рис. 5. Функциональная схема системы тактирования периферийных устройств

- контроллер сенсорного интерфейса;
- интегрированный датчик температуры;
- средства обеспечения безопасности;
- SRAM-память с битом чётности;
- контроллер защиты памяти (MPU);
- аппаратный генератор избыточно-циклического кода (CRC);
- диапазон напряжения питания от 1,8 В до 3,6 В.

Система тактирования

Система тактирования микроконтроллера включает в себя несколько тактовых генераторов:

- встроенный RC-генератор на 8 МГц, который называется **High-Speed Internal (HSI) RC Oscillator**. После сброса микроконтроллер по умолчанию тактируется от этого генератора. Основным его плюсом является то, что для работы генератора не нужны никакие дополнительные внешние компоненты. Однако его минус – плохая стабильность генерируемой частоты: при изменении температуры окружающей среды его частота в 8 МГц будет немного плыть;
- **High-Speed External (HSE)**. Этот генератор является альтернативой HSI. Для его работы нужен внешний кварцевый резонатор на частоту 4–32 МГц. Его главным пре-

имуществом в сравнении с HSI является стабильность генерируемой частоты. Также при определённой настройке вывод OSC_IN можно подключить к источнику готового прямоугольного тактового сигнала без использования резонатора;

- **Low-Speed External (LSE)**. Этот генератор также требует внешнего кварцевого резонатора, но только на 32 768 Гц. LSE используется только для тактирования встроенных часов реального времени RTC, с помощью которых можно вести отсчёт текущего времени;
- **Low-Speed Internal (LSI) RC Oscillator**. Это встроенный RC-генератор на 40 КГц. Он не отличается особой точностью, главная задача у него – генерация тактового сигнала для сторожевого таймера МК, который перезапустит систему в случае зависания.

Центральным узлом системы тактирования является синтезатор частоты PLL, вырабатывающий сигналы тактирования процессора, памяти и периферийных устройств.

Функциональная схема системы тактирования периферийных устройств показана на рис. 5.

Процессорное ядро и основная часть периферии использует тактовый сигнал SYSCLK.

После делителя *AHB Prescaler* тактовый сигнал распределяется между шинами микроконтроллера. Сигнал *HCLK* поступает в процессорное ядро, память и периферию шины АНВ. *FCLK* также идёт в ядро. Делитель *APB1 Prescaler* формирует сигнал тактирования устройств шины APB1, а *APB2 Prescaler* – для устройств шины APB2.

Обзор семейств микроконтроллеров STM32

Семейство микроконтроллеров STM32 состоит из 16 серий микроконтроллеров: F0, F1, F2, F3, F4, F7, L0, L1, L4, L4+, L5, G0, G4, H7, WB, WL[3]. Каждая из серий базируется на одном из ядер ARM: Cortex-M33, Cortex-M7F, Cortex-M4F, Cortex-M3, Cortex-M0+, Cortex-M0.

Производитель делит все серии микроконтроллеров STM32 на 4 платформы (группы):

- высокопроизводительные – F2, F4, F7, H7;
- широкого применения – F0, G0, F1, F3, G4;
- сверхнизкого потребления – L0, L1, L4, L4+, L5;
- беспроводные – WB, WL.

Высокопроизводительные микроконтроллеры STM32 предназначены для реализации приложений для управления высокотехнологичным оборудованием, и некритичных к энергопотреблению. Этот ряд представлен в табл. 1.

Микроконтроллеры STM32 широкого применения используются в приложениях, критичных к цене, но содержат развитую систему АЦП, ЦАП, таймеров и компараторов. Они представлены в табл. 2.

Микроконтроллеры STM32 сверхнизкого потребления применяются во встраиваемых системах с автономным питанием. Типовое динамическое потребление тока (минимальное): 62 мА/МГц. Представлены в табл. 3.

Беспроводные микроконтроллеры STM32 находят применение в беспроводных приложениях, критичных к габаритам, например, в беспроводных сенсорных сетях Bluetooth LE, Zigbee, Thread. Представлены в табл. 4.

Новейшие серии микроконтроллеров

STM32 H7

В серию H7 входят высокопроизводительные микроконтроллеры, осно-

Таблица 1. Высокопроизводительные микроконтроллеры STM32

Серия	Ядро	Максимальная тактовая частота, МГц	Объем флеш-памяти, Кбайт	Объем RAM-памяти, Кбайт
F2	Cortex-M3	120	128–1024	До 128
F4	Cortex-M4F	180	64–2056	До 384
F7	Cortex-M7F	216	64–2056	До 512
H7	Cortex-M7F	480	128–2048	До 1024

Таблица 2. Микроконтроллеры STM32 широкого применения

Серия	Ядро	Максимальная тактовая частота, МГц	Объем флеш-памяти, Кбайт	Объем RAM-памяти, Кбайт
F0	Cortex-M0	48	16–256	До 32
G0	Cortex-M0+	64	16–512	До 128
F1	Cortex-M3	72	16–1024	До 96
F3	Cortex-M4F	72	16–512	До 80

Таблица 3. Микроконтроллеры STM32 сверхнизкого потребления

Серия	Ядро	Максимальная тактовая частота, МГц	Объем флеш-памяти, Кбайт	Объем RAM-памяти, Кбайт
L0	Cortex-M0+	32	До 192	До 20
L1	Cortex-M3	32	32–512	До 80
L4	Cortex-M4F	80	64–1024	До 320
L5	Cortex-M33	110	256–512	До 256

Таблица 4. Беспроводные микроконтроллеры STM32

Серия	Ядро	Максимальная тактовая частота, МГц	Объем флеш-памяти, Кбайт	Объем RAM-памяти, Кбайт
WB	Cortex-M4F	64	256–1024	До 256
WL	Cortex-M4	48	До 256	До 64

ванные на ядре ARM Cortex-M7F с поддержкой чисел с плавающей запятой двойной точности и тактовой частотой до 550 МГц. У микроконтроллеров STM32H747/757 и STM32H745/755 дополнительно имеется ядро Cortex-M4F частотой до 240 МГц. Ядро M7F в таком случае работает на частоте до 480 МГц. Ядра при этом могут работать как совместно, так и независимо.

STM32 F7

Серия F7 представлена микроконтроллерами на базе ядра ARM Cortex-M7F частотой до 216 МГц. По расположению портов ввода/вывода большинство микроконтроллеров серии взаимозаменяемы с контроллерами серии STM32 F4.

STM32 F4

STM32 F4 – первая серия, основанная на ядре ARM Cortex-M4F и имеющая поддержку DSP и чисел с плавающей запятой. Расположение портов ввода/вывода совместимо с серией F7, а сам чип отличается большей тактовой частотой (от 84 до 180 МГц), имеет 64 Кбайт встроенной памяти, поддержку протокола I²S, встроенные

часы реального времени и более быстрый АЦП.

Средства разработки и отладки ПО

Ниже будут перечислены наиболее популярные у программистов STM-микроконтроллеров платформы [4].

1. IAR Embedded Workbench

IAR Embedded Workbench – профессиональная платформа разработки для микроконтроллеров STM32, которая отличается высокой скоростью компиляции и качеством сгенерированного кода.

Преимущества IAR Embedded Workbench.

- **Высокая производительность:** генерирует эффективный и компактный код, что особенно важно для микроконтроллеров с ограниченными ресурсами памяти.
- **Расширенные отладочные возможности:** предоставляет мощные инструменты для отладки, анализа стека и использования памяти.
- **Поддержка множества стандартов:** IAR обеспечивает соответствие стандартам безопасности и качества кода, таким как MISRA-C.

- **Поддержка CMSIS:** включает стандартную библиотеку для работы с Cortex-M процессорами – CMSIS (Cortex Microcontroller Software Interface Standard).

IAR Embedded Workbench – это коммерческий продукт, предлагающий пробную версию с ограничениями на размер кода.

2. STM32CubeIDE

STM32CubeIDE – интегрированная среда разработки (IDE) на базе Eclipse, разработанная STMicroelectronics. Она объединяет все необходимые инструменты для разработки, отладки и тестирования программного обеспечения для микроконтроллеров STM32.

Особенности STM32CubeIDE.

Гибкость. Поддерживает C и C++, а также интеграцию с различными системами управления версиями (Git и другие).

Интеграция с STM32CubeMX. Среда полностью интегрирована с STM32CubeMX, что позволяет легко генерировать и редактировать проектные файлы.

Отладка и тестирование. Встроенные инструменты отладки и профилирования помогают в поиске и исправлении ошибок, а также в мониторинге производительности.

Поддержка FreeRTOS. IDE предоставляет интеграцию с операционной системой реального времени FreeRTOS, позволяя использовать её в многозадачных приложениях.

STM32CubeIDE – это бесплатное и мощное решение для разработки как небольших, так и сложных проектов.

3. Keil MDK-ARM

Keil MDK-ARM – это популярная платная среда разработки от компании Arm, которая используется для программирования и отладки микроконтроллеров STM32.

Основные преимущества Keil MDK-ARM.

- **Компилятор ARMCC и LLVM:** включает высокоэффективные компиляторы, обеспечивающие оптимизацию кода для STM32.
- **Интегрированные отладочные инструменты:** поддерживает работу с аппаратными отладчиками, такими как ST-Link и ULINK.
- **Мощная система симуляции:** Keil позволяет симулировать работу микроконтроллера без реального железа, что упрощает процесс тестирования.

- **Поддержка CMSIS:** включает стандартную библиотеку для работы с Cortex-M процессорами – CMSIS (Cortex Microcontroller Software Interface Standard).

Keil MDK-ARM имеет ограниченную бесплатную версию для небольших проектов (до 32 Кбайт), однако полные лицензии достаточно дорогостоящие.

Следует отметить, что продвинутые инструменты, такие как Keil, IAR, предоставляют профессиональные возможности, но требуют платных лицензий. Выбор конкретного инструмента зависит от требований проекта, бюджета и уровня квалификации разработчика.

Заключение

Изобретение в начале 70-х годов прошлого века микропроцессоров и микроконтроллеров произвело настоящую революцию в электронной промышленности и повлияло практически на все сферы человеческой деятельности.

Во-первых, была произведена замена контроллеров управления технологическим оборудованием, выпол-

ненных на жёсткой логике, на программируемые логические контроллеры. Исчезли километры шлейфов межплатных соединений и громоздкие шкафы с этажерками плат, значительно возросла надёжность и технологичность аппаратуры с одновременным снижением её стоимости.

Во-вторых, начался новый виток микроминиатюризации электронной аппаратуры. Появилась так называемая технология SoC – система на кристалле, и с середины 90-х годов начали повсеместно распространяться электронные платёжные системы с RFID-метками (микроконтроллер + катушка), компоненты систем «умный дом», интеллектуальные датчики для автоэлектроники, авионики, медицины, систем безопасности.

В-третьих, в военной сфере произошёл значительный рывок в технологиях высокоточного оружия и беспилотных систем. Это кардинально изменило тактику ведения боевых действий в локальных конфликтах.

В настоящее время наблюдается тенденция активного внедрения алгоритмов машинного обучения (иногда его

почему-то называют «искусственный интеллект») практически во все сферы деятельности. Поэтому в недалёком будущем следует ожидать появления коммерчески доступных 64-разрядных микроконтроллерных систем.

Во второй части статьи пойдёт речь о практическом применении микроконтроллеров STM32 в различных устройствах.

Литература

1. Козырев В.Г. Программирование микроконтроллеров: учебное пособие для вузов. Севастополь: СевГУ, 2023. С. 64–66.
2. Джозеф Ю. Почему стоит переходить на 32-разрядную архитектуру микроконтроллеров // Электронные компоненты. 2010. № 3. С. 93–98.
3. STM32. РУВИКИ: интернет-энциклопедия. URL: <https://ru.ruwiki.ru/wiki/STM32#mw-header>.
4. Основные программные инструменты для разработки под микроконтроллеры STM32. Интернет-ресурс. URL: <https://embeddershop.ru/blog/stm32-software/?ysclid=mcw9voxhg279964858>.



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

Миниатюрные проходные помехоподавляющие фильтры для микроэлектроники СВЧ.

Часть 2. Типы фильтров, их выбор и применение, сравнение зарубежных и отечественных фильтров

Кива Джуринский

Описаны конструкции и параметры основных типов помехоподавляющих фильтров: миниатюрных, герметизированных с одного торца металlostеклянным спаем, а с другого торца – эпоксидным компаундом; резьбовых: стандартных и без шестигранной головки; для прессовой установки; «глазковых»; фильтрующих сборок. Приведены основные правила выбора необходимого фильтра. Рассмотрены способы установки фильтров в корпуса изделий. Проведено сравнение зарубежных и отечественных фильтров.

1. Основные типы миниатюрных помехоподавляющих фильтров

В табл. 1 приведены основные типы миниатюрных помехоподавляющих фильтров, выпускаемых зарубежными компаниями.

Значительная часть из них – миниатюрные проходные, впаиваемые в корпуса изделий безрезьбовые фильтры с С- или L-схемами, герметизирован-

ные с одного торца металlostеклянным спаем, а с другого торца – эпоксидным компаундом с низким коэффициентом термического расширения (рис. 1) [5]. Электрическая ёмкость этих фильтров от 5 пФ до 0,15 мкФ, номинальный ток 5...15 А, напряжение 50...400 В. Во всех зарубежных фильтрах этого типа применены многослойные дисковые конденсаторы, индуктивностью является ферритовое кольцо, надетое на центральный вывод. Компания Kyocera

(AVX) выпускает 5 серий таких фильтров, самые большие из которых серии ZS и ZR. Каждая серия состоит из 46 типоразмеров. Диаметр центрального проводника $0,76 \pm 0,05$ мм, диаметр корпуса $3,25 \pm 0,13$ мм. Золотое покрытие металлических поверхностей обеспечивает хорошую паяемость и свариваемость при установке фильтров в изделия. Допустимая температура кратковременного нагрева при впаивании фильтров в корпуса изделий составляет $+300^\circ\text{C}$.

Вторая большая группа фильтров – резьбовые фильтры, герметизированные эпоксидным компаундом, впаиваемые в корпуса изделий или закрепляемые на панели изделия гайкой с шайбой (рис. 2) [2].

Диаметр центрального проводника фильтров – 0,65 и 0,81 мм соответственно. Разработано множество



Рис. 1. Миниатюрные герметичные безрезьбовые С-фильтры: а) внешний вид, б) конструкция



Рис. 2. Резьбовые фильтры, герметизированные эпоксидным компаундом: а) впаиваемые, б) закрепляемые на панели изделия гайкой с шайбой

Таблица 1. Основные типы зарубежных миниатюрных помехоподавляющих фильтров

Конструктивное исполнение миниатюрных фильтров	Обозначение в зарубежной литературе	Номер рисунка
Миниатюрные проходные безрезьбовые фильтры, впаиваемые в корпуса изделий, герметизируемые металлотекстильным спаем и/или эпоксидным компаундом	Solder-in filters. Solder mounted filters. Solder-in styles filters	1
Резьбовые фильтры, герметизированные эпоксидным компаундом	Panel mount screw-in filters. Screw mounted filters. Threaded filters. Bolt-in-filters	2
Фильтры с накаткой на корпусе для прессовой посадки в корпус изделия	Press fit filters. Press-in filters. Press-in feedthrough	3
Миниатюрные резьбовые (резьба 2-56 UNC) фильтры без шестигранной головки для применения в изделиях с плотной компоновкой	Spin filters. Bashing feedthrough. Spanner head filters. Microslim filters	4
Миниатюрные «глазковые» фильтры с С- и Pi-электрической схемой	Eyelet style filters	5
Проходной фильтр, устанавливаемый в отверстия в панели и закрепляемый с обратной стороны шайбой и гайкой	Bulkhead filter	6
Безрезьбовые и резьбовые фильтры, герметизированные с обоих концов эпоксидным компаундом	Resin sealed filters. Epoxy sealed filters	1a, 2a, 4
Фильтрующие сборки	Filter assemblies	6



Рис. 6. Миниатюрные «глазковые» фильтры

тры, как вносимое затухание, напряжение, сила тока, рабочая температура, выдерживаемое диэлектриком напряжение, сопротивление изоляции (ток утечки). Эти характеристики обычно указываются как максимальные значения, которые фильтр может выдержать без снижения параметров.

Основные параметры фильтра – частота среза и вносимое затухание в заданном диапазоне частот. Поэтому прежде всего нужно определить конкретный частотный диапазон электромагнитных помех, которые необходимо подавить. Для этого, если возможно, желательно измерить помехи защищаемого устройства без использования фильтра. Эти данные помогут определить, на какой частоте и при какой величине вносимого затухания требуется подавление помех [8, 9]. Требуемый уровень вносимого затухания фильтра для критически важных приложений должен быть не менее 50 дБ [9].

При рассмотрении данных о вносимом затухании фильтра следует учитывать, что его поведение не будет точно соответствовать указанному в спецификации. Обычно производители измеряют вносимые потери фильтра при стандартном импедансе 50 Ом на входе и на выходе. Однако в реальных условиях импеданс системы может быть другим. Это может повлиять на фактическую эффективность фильтра.

Электрическая ёмкость фильтра – важнейший параметр, определяющий все его основные параметры. Для фильтров питания стремятся получить как можно большую ёмкость, чтобы максимально возможно увеличить вносимое затухание. Однако для пропускания без искажения наносекундных импульсов с верхней частотой 100–200 МГц фильтр должен иметь небольшую электрическую ёмкость: 50–100 пФ [10].

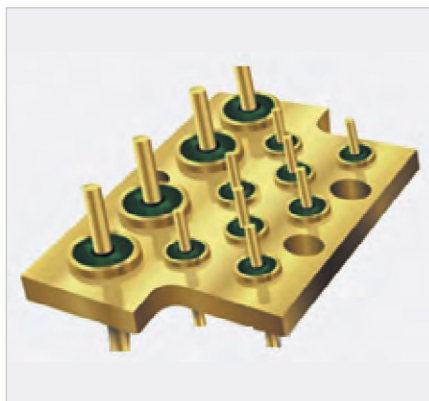


Рис. 7. Сборка фильтров на плате

Важными параметрами являются номинальное напряжение, ток и сопротивление изоляции фильтра. Номинальное напряжение должно быть равно или превышать максимальное входное напряжение, подаваемое на фильтруемое устройство. Номинальный ток фильтра должен быть равен или превышать максимальный постоянный входной ток, который может потреблять устройство [8].

Сопротивление изоляции – электрическое сопротивление изоляции при определённом напряжении, определяющее токи утечки фильтра. Обычно фильтры имеют достаточно высокое сопротивление изоляции (до 10 ГОм). Но после впаивания в корпус изделия припойными пастами оно уменьшается до десятков МОм.

Кроме того, необходимо знать максимальную температуру, при которой фильтр рассчитан на работу с полным номинальным током. Если фактическая рабочая температура превышает температуру окружающей среды, указанную для фильтра, номинальный ток должен быть снижен [8].

Необходимо учитывать доступное пространство для установки фильтра в требуемом месте и выбрать фильтр в резьбовом или безрезьбовом исполнении необходимых размеров и способ его установки в корпус изделия. Для современных изделий микроэлектроники с плотной компоновкой компонентов требуются миниатюрные фильтры. Хотя фильтры меньших размеров и веса предпочтительнее, они обеспечивают меньшее вносимое затухание по сравнению с более крупными аналогами.

Наконец, для применения в изделиях микроэлектроники СВЧ повышенной надёжности необходимо применять только фильтры, герметизированные металlostеклянным спаём.

Таблица 2. Момент вкручивания фильтров в резьбовое отверстие

Тип резьбы на корпусе фильтра	Максимальная величина момента вкручивания, Нм
4-40 UNC; M2,5×0,45; M3×0,5	0,15
6-32 UNC; M3,5×0,6	0,18
8-32 UNC; M4×0,5	0,25
12-32 UNC; M5×0,5	0,30

3. Способы установки помехоподавляющих фильтров

Установка фильтров разной конструкции имеет свои особенности.

Резьбовые фильтры. Чтобы не допустить повреждения конденсатора и нарушения герметизации в результате деформации корпуса фильтра, необходимо выполнять его вкручивание в резьбовое отверстие в корпусе или панели с рекомендуемым моментом вкручивания (табл. 2) [12]. Стандартные резьбовые фильтры с шестигранными головками следует монтировать, используя подходящие динамометрические ключи. Запрещается применять для вкручивания фильтра плоскогубцы, струбцины и другие подобные инструменты, которые могут его повредить. Миниатюрные фильтры без шестигранных головок с прорезями в верхней части корпуса заворачивают в резьбовые отверстия с помощью специальной отвёртки. Максимальную толщину стенки корпуса или панели в месте установки фильтра указывают в спецификации для каждого типа фильтров.

Следует избегать скручивания и изгиба выводов фильтров. Если есть необходимость обрезки вывода, её надо выполнять со всеми предосторожностями до монтажа фильтра в корпус изделия.

Для выполнения прессовой посадки фильтров (рис. 3) на корпусе фильтра сделана накатка. Диаметр отверстия в корпусе, в которое запрессовывают фильтр, должен быть приблизительно на 0,1 мм меньше диаметра корпуса фильтра в области накатки. Например, фильтры компании Oxley с диаметром накатки $5,1 \pm 0,1$ мм запрессовывают в отверстие диаметром $5 \pm 0,02$ мм [1].

Фильтры большинства типов устанавливают в корпуса изделий низкотемпературной пайкой оловянно-свинцовым эвтектическим припоем

Таблица 3. Точность размеров отечественных и зарубежных конденсаторов

Компания	Многослойные дисковые конденсаторы			Трубчатые конденсаторы		
	Наружный диаметр, мм	Внутренний диаметр, мм	Высота, мм	Наружный диаметр, мм	Внутренний диаметр, мм	Высота, мм
ОАО «Кулон»	ОЖО.460.199ТУ			ФАКТ.673511.001ТУ		
	4±0,5	1,3 ^{+0,3} / _{-0,45}	3,0	2,4 ^{+0,1} / _{-0,2}	1,5 ^{+0,15} / _{-0,005}	8,0
ВЗРД «Монолит», Белоруссия	–			Неметаллизированные трубки		
	–			2,6 ^{+0,05} , 1,87 _{-0,05}	1,8 ^{+0,05} , 1,3 ^{+0,05}	7,5
Spectrum Control, Германия	2,54±0,127, 3,35±0,127, 4,95±0,127	1,0±0,127, 1,0±0,127, 1,57±0,127	1,0, 1,5, 1,8	1,83±0,08, 2,06±0,08, –2,41±0,08	1,19±0,05, 0,94±0,05, –1,19±0,05	8,4, 10,8, 11,43

ПОС-61 с температурой плавления +183°C. Резкие перепады температуры во время пайки могут стать причиной образования микротрещин в керамическом корпусе фильтра, что приведёт к короткому замыканию или снижению сопротивления изоляции.

Температурный профиль пайки состоит из четырёх стадий: предварительного нагрева, стабилизации, расплавления припоя (пайки) и охлаждения [12].

Стадия предварительного нагрева необходима для равномерного распределения тепла и снижения термического удара, который может вызвать трещины в керамическом конденсаторе и/или в металlostеклянном спае. При пайке паяльными пастами на этой стадии происходит испарение растворителя из паяльной пасты. Температура предварительного нагрева ~150°C, скорость изменения температуры составляет 2,0...4,0°C/с. Высокая скорость предварительного нагрева может приводить к повреждению компонентов, разбрызгиванию шариков припоя, образованию перемычек. Однако если скорость предварительного нагрева низка, то при пайке на воздухе может происходить окисление контактных поверхностей и частиц припоя.

На стадии стабилизации происходит медленное равномерное распределение температуры. Рекомендуемое время стабилизации составляет 90–150 с. В конце зоны стабилизации температура обычно достигает 150–170°C.

Скорость нагрева при пайке не должна превышать 3°C/с. При пайке паяльником температура его жала должна быть менее +260°C, время выдержки при пайке фильтров должно составлять не более 3–5 секунд. По возможности следует применять теплоотвод от корпуса фильтра. Необходимо избегать прямого контакта паяльника с керамическим корпусом фильтра.

Охлаждение до температуры окружающей среды должно происходить

естественным путем. Естественное охлаждение позволяет постепенно снизить термические напряжения в паяных соединениях.

4. Зарубежные и отечественные проходные фильтры для микроэлектроники СВЧ. Какие лучше?

Сравним отечественные и зарубежные проходные фильтры по основным параметрам. Электрические параметры зарубежных и отечественных фильтров подробно рассмотрены в работах [1, 2, 11].

Вносимое затухание в заданном диапазоне частот. В целом по этому параметру отечественные фильтры последних разработок не уступают зарубежным аналогам.

Миниатюрность. Габаритные и присоединительные размеры фильтра и его массу выбирают с учётом размеров и толщины стенки корпуса изделия, а также с учётом необходимого количества устанавливаемых фильтров. Необходимо, чтобы диаметр корпуса фильтров для этих изделий был не более 4 мм. Компании США, Европы и Азии выпускают сотни многих типов таких фильтров (табл. 1). Миниатюрные проходные фильтры, устанавливаемые в стенку корпуса изделий, отечественная промышленность (ОАО «Кулон» и АО НИИ «Гириконд», г. Санкт-Петербург) не выпускает.

Герметичность. Существует два способа герметизации фильтров. Первый – заливка обоих торцов его корпуса термостойким эпоксидным компаундом. Этот способ использован во всех серийно выпускаемых отечественных фильтрах: Б7-2, Б14, Б23А, Б24, Б28, Б30-1, Б30-2. Герметичность таких фильтров не регламентируется. Второй способ герметизации – применение металlostеклянного спае. В этом случае обеспечивается вакуумная плотность фильтра – скорость натекания

не превышает $1,3 \times 10^{-11} \text{ м}^3 \times \text{Па/с}$. Отечественная промышленность выпускает только фильтры, герметизированные эпоксидным компаундом. За рубежом разработаны многие типы фильтров, герметизированные с одного торца эпоксидным компаундом, а с другого – металlostеклянным спаем.

Тип конденсатора: трубчатый или дисковый. В табл. 3 приведены данные по точности изготовления отечественных и зарубежных конденсаторов.

Большинство зарубежных фильтров всех типов созданы с дисковыми конденсаторами. По своим размерам и точности отечественные дисковые конденсаторы непригодны для создания миниатюрных фильтров. Низкая точность размеров трубчатых конденсаторов (исключая конденсаторы предприятия «Монолит») не позволяет применять их при создании фильтров, герметизированных металlostеклянным спаем.

Особенности монтажа фильтров в корпуса изделий. Основы конструкции отечественных фильтров были разработаны ещё в 60-е годы прошлого века. Её отличительная черта – использование керамического трубчатого конденсатора в качестве элемента корпуса фильтра. Так устроены фильтры Б7-2, Б23А, Б24 (варианты а и б). В фильтрах Б14 и Б24 (вариант в) на конденсатор припаявается резьбовая втулка, являющаяся элементом крепления и служащая для отвода помех «на землю», но это принципиально не меняет сути конструкции.

Все зарубежные проходные фильтры без исключения выпускаются в металлическом корпусе. Для того чтобы нашим предприятиям начать выпускать фильтры в металлическом корпусе, понадобилось четверть века. И вот, наконец, в 2025 году главный конструктор ОАО «Кулон» Д.В. Махин сообщает: «Ведутся работы по переводу всех помехоподавляющих фильтров на металлический корпус вместо керамического» [13].

В связи с применением эпоксидного компаунда монтаж фильтров в корпусе изделий возможен только путём низкотемпературной пайки припоями типа ПОСК50-18 (температура плавления 145°C) паяльником с температурой жала $+200 \pm 10^\circ\text{C}$ или вклеиванием. Соединение выводов фильтров с электрической схемой необходимо выполнять пайкой припоями ПОСК50-18 или ПСРОС-58. При этом рекомендуется применять теплоотвод от контактного узла фильтра, поскольку перегрев приводит к размягчению компаунда и смещению вывода, а также к возникновению трещин в керамическом корпусе.

Миниатюрные зарубежные фильтры герметизированы с одного торца металlostеклянным спаём, а с другого – термостойким компаундом (рис. 1). Допустимая предельная температура кратковременного (не более 6 с) нагрева фильтров при пайке в корпусе изделий составляет $+275 \pm 5^\circ\text{C}$. Металлические корпус и выводы фильтра покрыты серебром или золотом. Диапазон рабочих температур фильтров от -55°C до $+125^\circ\text{C}$.

Заключение

Для применения в устройствах специального назначения необходимы герметичные помехоподавляющие фильтры с высоким уровнем электрических параметров и уменьшенными размерами и массой. Создание таких фильтров возможно только на основе многослойных дисковых керамических конденсаторов и герметизации фильтров металlostеклянным спаём без применения органических компаундов.

Литература

1. Джуринский К.Б. Современные радиочастотные соединители и помехоподавляющие фильтры / под ред. д.т.н. А.А. Борисова. СПб.: Изд-во ЗАО «Медиа Группа Файнстрит», 2014. 426 с.
2. Джуринский К.Б. Миниатюрные помехоподавляющие фильтры СВЧ диапазона частот // Современная электроника. 2023. № 8. С. 28–33.
3. PAE. cat.057. Souirau PA&E. 2007. Vol. 3.
4. Choosing the Right EMI Filter | Spectrum Control. URL: <https://www.spectrumcontrol.com>.
5. Miniature EMI Filters KYOCERA-AVX. URL: <https://www.kyocera-avx.com>.
6. Matthews P. Application and Installation Considerations for Filters. URL: blog.knowlescapacitors.com.
7. Process for Selecting an EMI Filter – Premier Filters. URL: <https://premieremc.com>.
8. Step-by-Step Process for Selecting An EMI Filter. Selecting An EMI Filter | Astrodyne TDI. URL: <https://astrodynetdi.com>.
9. EMI Filters Selection Guide – EEE Parts... | URL: <https://doEEEt.com>.
10. Harris J. The Engineer's Practical Guide to EMI Filters in Aviation. URL: <https://superaeronics.com>.
11. Джуринский К.Б. Миниатюрные коаксиальные фильтры для цепей управления микросистемных устройств // Компоненты и технологии. 2007. № 2. С. 90–95.
12. Syfer – The EMI Filter Specialist. URL: <https://wts-electronic.de>.
13. Махин В.Д. Наши приоритеты – модернизация производства и расширение линейки продукции // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. 2025. № 2. С. 54–57.



ООО «Пространство технологий» (ООО «ПРОТЕХ») - аккредитованная ИТ-компания, разработчик систем хранения данных.

Программное обеспечение «Система управления СХД SpaceSAN» разработано ООО «ПРОТЕХ» с учетом имеющегося 20-летнего опыта эксплуатации подобных систем в различных отраслях и внесена в реестр Минцифры РФ (реестровая запись № 23324 от 25.07.2024)



- УПРОЩЕНИЕ РАБОТЫ
- СНИЖЕНИЕ ПОРОГА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ
- УСКОРЕНИЕ РАБОТЫ СОТРУДНИКОВ



www.spacesan.ru
info@spacesan.ru
 +7 (995) 930-16-17

Линейка оборудования SpaceSAN:

SpaceSAN Infinity

хранение данных на HDD носителях (для бекапирования или видеонаблюдения)



SpaceSAN Star

хранение данных на SSD носителях с высокой скоростью доступа к данным



SpaceSAN Gem

в двухузловом исполнении отказоустойчивая СХД, обеспечивает непрерывную работу системы и защиту данных в случае отказа любого из компонентов



Приглашаем посетить наш стенд № E155

на выставке «Электроника России», где вы сможете ознакомиться с нашим оборудованием и интерфейсом программного продукта, а также получить разъяснение и консультацию экспертов!



Медиапортал СЭТА

Современная Электроника и Технологии Автоматизации



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 реклама 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



СОВРЕМЕННАЯ
ЭЛЕКТРОНИКА

Издательство «СТА-ПРЕСС» +7 (968) 567-30-06 / shop@cta.ru / www.cta.ru

Приглашаем вас к сотрудничеству!



Специализированные конференции

ПЕРЕДОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ АВТОМАТИЗАЦИИ 2026

Промышленная автоматизация

Цифровизация производства

Интернет вещей и большие данные

Искусственный интеллект

Информационная безопасность

Автоматизация зданий и инженерных систем

21-я специализированная конференция

11.02 ПТА – ЕКАТЕРИНБУРГ

7-я специализированная конференция

24.03 ПТА – КАЗАНЬ

17-я специализированная конференция

26–27.05 ПТА – САНКТ-ПЕТЕРБУРГ

5-я специализированная конференция

22.09 ПТА – УФА

16-я специализированная конференция

27.10 ПТА – НОВОСИБИРСК

www.pta-expo.ru