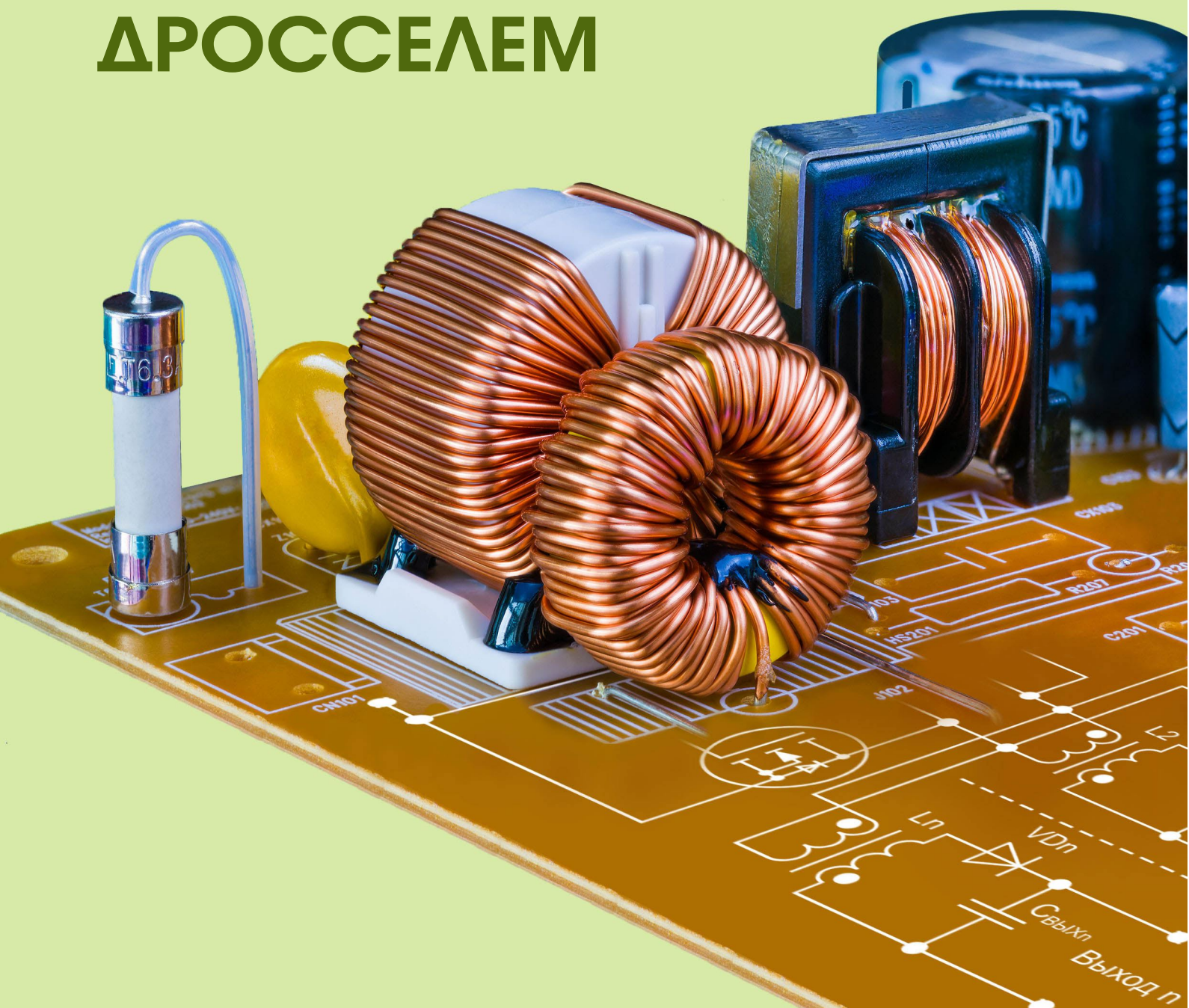




## МНОГОКАНАЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ОБЩИМ ДРОССЕЛЕМ





# РАДИОЛОЦМАН.ЖУРНАЛ

[www.rlocman.ru/magazine](http://www.rlocman.ru/magazine)

Официальные версии только здесь: без регистрации и назойливой рекламы, с высокой скоростью скачивания.



Если вы являетесь носителем передовых знаний в областях разработки электронных приборов и/или применения электронных компонентов и готовы популяризировать их – приглашаем к сотрудничеству!



Главный редактор:

А. Николаев

Директор:

С. Муратчаев

Над номером работали:

М. Басков  
Д. Захаров  
В. Колесник  
О. Левашов  
С. Муратчаев  
А. Николаев  
А. Русу

По вопросам размещения рекламы, публикации авторских материалов, с замечаниями и пожеланиями обращаться:

rlocman@rlocman.ru

+7 (495) 721-72-14

www.rlocman.ru

Официальные версии журнала распространяются бесплатно и без регистрации только на сайте РадиоЛоцман

При любом использовании материалов, опубликованных в журнале, ссылка на РадиоЛоцман обязательна. Полное или частичное воспроизведение или тиражирование каким бы то ни было способом материалов настоящего издания допускается только с письменного разрешения редакции.

Мнения авторов не всегда отражают точку зрения редакции.

Оформление  
бесплатной подписки:  
www.rlocman.ru/magazine

## Новости

- 4 Menlo Micro улучшила линейность твердотельных СВЧ коммутаторов в 10,000 раз
- 5 STMicroelectronics выпускает усилитель класса D со встроенными средствами диагностики для автомобильного HD аудио
- 6 Maxim представляет самое энергоэффективное в отрасли семейство микросхем управления питанием
- 7 Новое светодиодное решение LUXEON SkyBlue упрощает и ускоряет разработку человеко-ориентированного освещения
- 8 Новые прецизионные высоковольтные двунаправленные токоизмерительные усилители STMicroelectronics повышают надежность и энергоэффективность
- 9 Würth Elektronik представляет датчик влажности WSEN-HIDS
- 11 EPC расширяет семейство драйверов лазеров устройством, оптимизированным для приложений дополненной реальности
- 12 Высокоинтегрированные гальванически изолированные сигма-дельта модуляторы от STMicroelectronics повышают точность и надежность

## Статьи

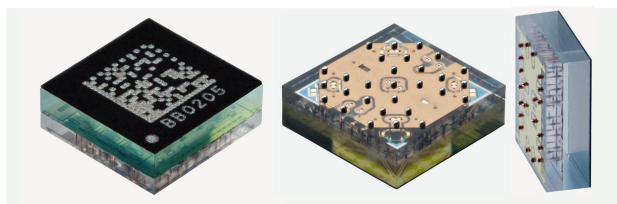
- 14 Экосистема и средства разработки от Microchip
- 24 Многоканальные преобразователи с общим дросселем
- 34 Сколько стоит ватт потерь?
- 39 Простой метод проверки емкости аккумулятора
- 42 Добавление гистерезиса для мягкой блокировки при пониженном и повышенном напряжении источника питания
- 48 Конфигурируемая логика в AVR микроконтроллерах
- 56 Схема снижает отрицательные напряжения на управляющей микросхеме
- 58 Увеличение времени автономной работы носимой техники и устройств Интернета вещей с помощью малогабаритных систем сбора энергии
- 61 Относительно простой способ реализации программируемого драйвера светодиодов
- 64 В дифференциальном усилителе используются цифровые потенциометры
- 66 Схема защиты системы от перегрева

## Схемы

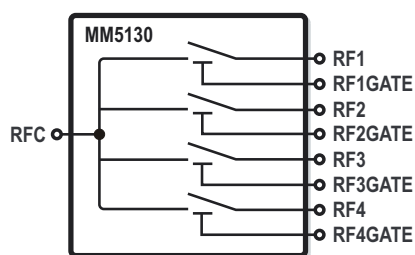
- 68 Миллиметр с 7-сегментным ЖКИ. Часть 2
- 74 Электронная нагрузка
- 78 Селектор импульсов по частоте
- 80 Селектор импульсов по коэффициенту заполнения
- 82 Оцифровывайте сигнал термодатчика возле точки измерения
- 86 Стабилизатор скорости вращения двигателя не нуждается в тахометре
- 88 Отрицательный резистор нейтрализует нагрузку операционного усилителя
- 90 Схема автоматической регулировки яркости световой метки коллиматорного прицела
- 92 Добавление автоматического отключения питания к регулятору коллиматорного прицела
- 95 Малопотребляющий прибор для обнаружения коротких замыканий
- 98 Токосовая петля 4-20 мА для микроконтроллеров
- 100 Простое дополнение позволяет управлять выходным напряжением DC/DC преобразователя
- 102 Схема управления яркостью многоцветного семисегментного дисплея
- 105 В схеме подавления дребезга кнопки используется лишь один логический элемент
- 106 Малопотребляющий индикатор разряда батареи
- 108 Простой омметр гигаомного диапазона на основе интегратора
- 110 Трансимпедансный синхронный усилитель обнуляет фоновую засветку
- 112 Однополюсный выключатель совмещает функции управления питанием и пользовательского ввода
- 114 Преобразователь для питания портативных устройств от порта USB
- 116 Переменная нагрузка для проверки источников напряжения
- 118 Добавьте усиление к усилителю абсолютного значения
- 120 Схема компенсации разброса напряжения включения GaAs MESFET
- 122 Логический пробник для сигналов ТТЛ и КМОП из небольшого количества компонентов
- 124 Компаратор частот с выходом статуса

# Menlo Micro улучшила линейность твердотельных СВЧ коммутаторов в 10,000 раз

Компания Menlo Microsystems (Menlo Micro), известная тем, что с помощью своей технологии Ideal Switch полностью изменила подход к конструированию электронных коммутаторов, объявила о технологическом прорыве, который приведет к революционным улучшениям в характеристиках радиочастотных устройств во многих отраслях промышленности. Испытания, проведенные Menlo Micro, показали, что линейность нового коммутатора MM5130 семейства Ideal Switch, запущенного в производство в 2020 году и теперь поставляемого в промышленных количествах, достигла значения, при котором точка пересечения интермодуляции третьего порядка превышает уровень 95 дБм, что позволило значительно снизить искажения в радиочастотных системах.



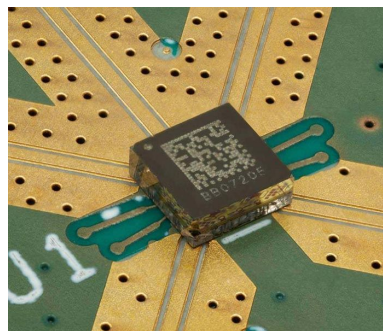
Интермодуляционные искажения являются ключевым отраслевым показателем при определении линейности электронного переключателя. Точка пересечения третьего порядка (IP3) – это экстраполированная точка, в которой идеальная линейная характеристика сходится с фактическими характеристиками продуктов искажения третьего порядка, создаваемых нелинейностями, присущими коммутатору. Этот показатель качества имеет решающее значение для опреде-



Функциональная блок-схема коммутатора.

ления уровня искажений, вносимых переключателем или другим компонентом в радиочастотную систему, что в конечном итоге повлияет на качество передаваемого или принимаемого сигнала.

Уровень IP3 95 дБм коммутатора MM5130 обеспечивает улучшение линейности до 10,000 раз (примерно от 20 дБ до 40 дБ) по сравнению с существующими радиочастотными электромеханическими реле и твердотельными переключателями. Этот сверхвысокий показатель IP3 традиционно был доступен только для самых высококачественных радиочастотных механических переключателей и реле. По сравнению с твердотельными устройствами, достижение такого уровня IP3 затрудняют также доступные в настоящее время на рынке технологии полупроводников. Улучшенные характеристики IP3 обеспечивают выигрыш в размерах, весе, мощности и стоимости, поскольку размеры усилителей мощности и других радиочастотных компонентов в цепи прохождения высокочастотного сигнала могут быть уменьшены, а потребление снижено, что в конечном итоге повысит общее качество системы.



Эти усовершенствования делают MM5130 очень привлекательным решением для самых продвинутых радиочастотных систем, включая блоки переключаемых фильтров с низкими потерями, перестраиваемые фильтры, ступенчатые аттенуаторы, коммутаторы ВЧ и СВЧ сигналов во входных интерфейсах приемопередатчиков, а также фазовращатели для управления положением диаграммы направленности фазированных антенных решеток,

используемых в сетях 5G. Высокая линейность также делает MM5130 идеальным прибором для сверхкомпактных коммутационных матриц и радиочастотного контрольно-измерительного оборудования.

Menlo Micro сотрудничает с ведущими производителями инфраструктуры 5G, заявляющими о необходимости линейности IP3 более 90 дБм и о трудностях достижения этих уровней даже с помощью самых передовых технологий мощных коммутаторов. Аналогичные требования предъявляются к IP3 новых систем связи военного назначения, и в настоящее время Menlo Micro работает с ведущими заказчиками из аэрокосмической и оборонной отраслей промышленности над использованием MM5130 в перспективных радиосистемах и другом критически важном электронном оборудовании.

Коммутатор MM5130 превосходит электромеханические радиочастотные реле по всем критическим для приложений параметрам, предоставляя преимущества твердотельных решений в размерах, надежности и скорости. Однополюсные переключатели MM5130 на четыре направления (SP4T) с самой высокой плотностью мощности на современном рынке предназначены для коммутации непрерывных сигналов с уровнями мощности до 25 Вт при работе в диапазоне частот от постоянного тока до 26 ГГц с вносимыми потерями 1.3 дБ на частоте 18 ГГц и временах переключения менее 10 нс.

### Доступность

Коммутаторы MM5130 выпускаются серийно и доступны для приобретения в миниатюрных корпусах WL-CSP, имеющих размеры кристалла.

## STMicroelectronics выпускает усилитель класса D со встроенными средствами диагностики для автомобильного HD аудио

HFDA801A от STMicroelectronics – это аудиоусилитель высокого разрешения, специально разработанный для компактных и недорогих автомобильных приложений.



ШИМ регулятор четырехмостового усилителя класса D HFDA801A работает на частоте 2 МГц. Интегрированный высококачественный цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) при любом режиме нагрузки гарантирует Hi-Fi качество звука с бесшумным включением/выключением и полным отсутствием каких-либо выходных артефак-

тов. Сочетание отношения сигнал/шум 121 дБ, динамического диапазона 120 дБ и напряжения выходных шумов всего 10 мкВ обеспечивает исключительно высокое качество звука при низкой цене и небольших размерах компонента.

Конфигурация цепи обратной связи со встроенным L-C фильтром нижних частот обеспечивает сверхширокую область плоской частотной характеристики до 80 кГц и минимизирует зависимость от внешних компонентов. Широкая полоса пропускания позволяет использовать усилитель в аудиоприложениях высокой четкости (HD), предоставляя разработчикам превосходную



линейность и низкие искажения, не зависящие от качества дросселя и конденсатора.

Специфическая архитектура, реализованная в устройстве, обеспечивает его всеми необходимыми напряжениями, что позволяет питать HFDA801A от аккумуляторной батареи автомобиля без необходимости в дополнительных преобразователях энергии. Усилитель может работать с широким диапазоном нагрузок, обеспечивая стабильность характеристик даже при высокой мощности, отдаваемой в низкоимпедансную нагрузку 2 Ом во всех четырех каналах.

Интеграция средств диагностики, цифрового измерителя импеданса и монитора, в реальном времени контролирующего ток нагрузки, позволяют использовать HFDA801A в аудиоприложениях, уровень функциональной безопасности которых должен соответствовать ASIL, например, в акустических системах оповещения транспортных средств (AVAS).

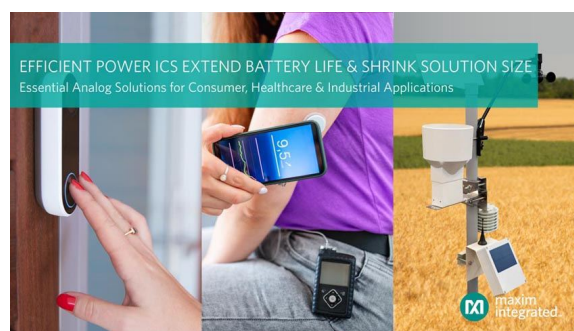
В настоящее время имеются опытные образцы усилителя HFDA801A, а массовое производство будет развернуто во втором полугодии 2021 года.

## Maxim представляет самое энергоэффективное в отрасли семейство микросхем управления питанием

*Повышающие преобразователи MAX17227A и MAX17291 и LDO регулятор MAX38911 уменьшают размеры устройств с батарейным питанием*

Теперь разработчики смогут продлить срок службы батарей и уменьшить размеры решений для потребительских, промышленных, медицинских систем и устройств Интернета вещей (IoT) с помощью трех новых аналоговых микросхем компании Maxim Integrated Products, объединенных брендом «Essential Analog IC» (Самые необходимые аналоговые микросхемы). 2-амперный повышающий преобразователь MAX17227A класса nanoPower, одноамперный высоковольтный повышающий преобразователь MAX17291 и 500-миллиамперный LDO регулятор MAX38911 обеспечивают самые низкие токи покоя среди конкурирующих решений, повышая КПД системы и увеличивая срок службы батарей.

Для поддержки расширенных функций, таких как машинное обучение и искусственный интеллект, системы IoT следующего поколения должны работать при более высоких токах, потребляемых от небольших батарей. Ограниченные возможности компонентов вынуждают разработчиков искать компромиссы, ограничивая функциональность своих устройств, либо сокращая срок службы батареи, либо увеличивая размеры решения. Три новые микросхемы семейства Efficient Power из группы Essential Analog помогают



решить проблему компромисса благодаря самому низкому в отрасли току покоя и наименьшим размерам решения.

### **MAX17227A:**

Системам IoT с батарейным питанием, требующим повышенного расхода энергии, MAX17227A предоставляет самую высокую выходную мощность и самый низкий ток покоя. Он может коммутировать токи до 2 А, что вдвое больше, чем у ближайшего конкурентного решения. При этом потребляемый им ток вдвое меньше и составляет всего 350 нА. Этот повышающий преобразователь nanoPower имеет защиту от короткого замыкания, поддерживает истинное отключение, работает в диапазоне входных напряжений от 400 мВ до 5.5 В и может до 10 процентов продлить срок службы аккумуляторной системы.

### MAX17291:

Повышая напряжение до 20 В, MAX17291 имеет ток покоя на 80% ниже и позволяет создавать решения, размеры которых на 60% меньше, чем ближайшие конкурентные предложения. Этот повышающий преобразователь подходит для систем с батарейным питанием с повышенными выходными напряжениями, таких как дисплеи или датчики.

### MAX38911:

500-миллиамперный LDO регулятор для систем IoT с батарейным питанием MAX38911 с размерами до 50% меньшими, чем у конкурирующих решений, потребляет в режиме ожидания всего 19 мкА, увеличивая срок службы батареи до 10%. Он также имеет лучший в отрасли коэффициент подавления пульсаций источника питания (PSRR), который на 16 дБ лучше, чем у ближайшего конкурента, что



Оценочный набор MAX17227AEVKIT#.

критически важно для защиты от создаваемых источниками питания помех таких приложений, как точные измерения и связь.

### Ключевые преимущества

- **Самый продолжительный срок службы батареи:**

Все три микросхемы являются членами семейства Efficient Power и по величине тока покоя превосходят любые приборы в отрасли.

- **Самые миниатюрные:**

До 50% меньше ближайших конкурирующих решений.

- **Высокая надежность:**

Защита от коротких замыканий и высокое значение PSRR помогают системам Интернета вещей сохранять работоспособность в суровых условиях эксплуатации.

### Доступность и цены

MAX17227A, MAX17291 и MAX38911 можно приобрести на веб-сайте Maxim Integrated или у официальных дистрибьюторов компании по ценам \$0.86, \$0.74 и \$0.67, соответственно, установленным для одной микросхемы в партии из 1000 приборов.

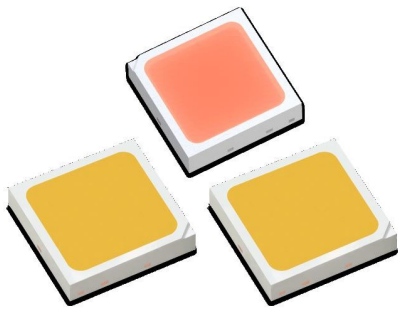
Доступны также оценочные наборы MAX17227AEVKIT#, MAX17291EVKIT# и MAX38911EVKIT#, каждый из которых стоит \$69.99.

## Новое светодиодное решение LUXEON SkyBlue упрощает и ускоряет разработку человеко-ориентированного освещения

*Lumileds и BIOS объединяют свой опыт для достижения высокой эффективности, однородности цвета и меланопических соотношений светодиодов, которые будут стимулировать разработку и внедрение циркадного освещения*

Lumileds объявила о начале продаж своего нового светодиодного человеко-ориентированного светодиодного решения – LUXEON SkyBlue. В партнерстве с компанией BIOS Lighting Lumileds разработала циркадное световое решение, обеспечивающее превосходные меланопические соотношения

с комфортными коррелированными цветовыми температурами (CCT) 3000K, 3500K и 4000K при лучшей в отрасли эффективности, однородности светового потока и наименьшей стоимости решения. Новое решение, состоящее из светодиодов LUXEON SkyBlue и белых светодиодов LUXEON 3030 HE Plus,



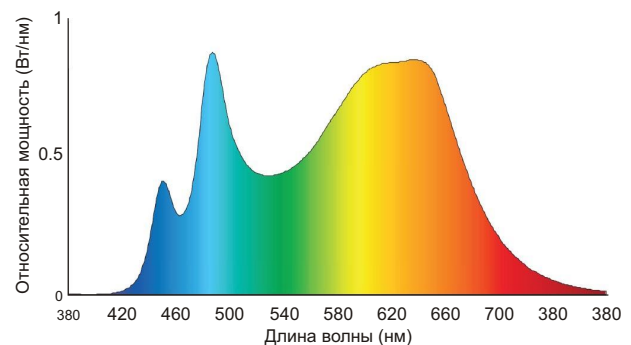
устраняет необходимость в сложных технических и спектральных анализах и инженерных разработках, позволяя поддерживать циркадное освещение с помощью простого одноканального драйвера.

Для устройств LUXEON SkyBlue определены меланопическое соотношение (M/P), индекс цветопередачи (CRI), индекс передачи красного цвета (R9) и 3 шага эллипса МакАдама. Уникальные знания Lumileds позволяют решить сложные проблемы анализа, биннинга и цепочек поставок, которые обычно бросают вызов производителям световых приборов, увеличивая стоимость и сложность разработки решения.

ССТ	M/P	CRI/R9	Свето-отдача	Световой поток
3000K	0.74 – 0.94	CRI: 83 – 85 R9: 90	148 – 160	58 – 64
3500K				
4000K				

«Объединение опыта BIOS Lighting в области спектральных требований к циркадному освещению с опытом Lumileds в области светодиодов и разработки готовых решений позволила реализовать этот революционный подход к конструированию источников света, – сказал Виллем Силлевис-Смитт

(Willem Silleviss-Smitt), руководитель отдела маркетинга. – Наш прямой доступ ко всем этапам производственного цикла наших заводов и имеющаяся у нас подробная информация о каждом светодиоде позволяют нам значительно упростить проектирование для OEM производителей. LUXEON SkyBlue – это самый быстрый, простой и экономичный способ производства светильников для циркадного освещения».



Спектральное распределение мощности набора Luxeon SkyBlue.

«По мере развития науки значение человеко-ориентированного освещения быстро возросло как для разработчиков, так и для конечных пользователей, – сказал Марк МакКлер (Mark McClear), главный операционный директор BIOS Lighting. – Только спектрально оптимизированное циркадное освещение обеспечивает специфическое и измеряемое физиологическое воздействие, которое требуется в школах, офисах, фабриках, медицинских учреждениях и других подобных местах».

Наборы LUXEON SkyBlue доступны для приобретения как в промышленных, так и в единичных количествах.

## Новые прецизионные высоковольтные двунаправленные токоизмерительные усилители STMicroelectronics повышают надежность и энергоэффективность

STMicroelectronics представила три прецизионных высоковольтных двунаправленных токоизмерительных усилителя с дополнительным выводом отключения для максимальной экономии энергии.

Прецизионные характеристики усилителей TSC2010, TSC2011 и TSC2012 также позволяют разработчикам минимизировать рассеиваемую мощность за счет возможности использования измерительных резисторов





с низкими сопротивлениями. Напряжение смещения не превышает  $\pm 200$  мкВ при 25 °С, дрейф смещения составляет менее 5 мкВ/°С, а погрешность коэффициента усиления не выходит за пределы 0.3%, что позволяет устройствам предоставлять достоверные и надежные результаты при измерении падения напряжения на полной шкале всего 10 мВ.

Разнообразие коэффициентов усиления – 20 В/В для TSC2010, 60 В/В для TSC2011 и 100 В/В для TSC2012 – обеспечивает гибкость при создании прецизионных цепей измерения тока, устройств защиты от токовой перегрузки и схем с обратной связью по току для различных промышленных и автомобильных систем. Области применения включают сбор данных, управление двигателями, управление соленоидами, контрольно-измерительные приборы, а также управление технологическими процессами.

Благодаря своей двунаправленности три новых усилителя помогут конструкторам сократить расходы на материалы, позволяя с помощью одной схемы измерять ток, протекающий в прямом и обратном направлениях. Устройства могут подключаться к токоизмерительному резистору, соединенному как с шиной питания, так и с «землей», что позволяет использовать одну и ту же микросхему в обеих конфигурациях для сокращения номенклатуры складских запасов.

Дополнительную гибкость новым устройствам дает широкий диапазон напряжений питания от 2.7 В до 5.5 В. Большие допустимые входные напряжения позволяют измерять токи на фоне синфазных напряжений в диапазоне от –20 В до 70 В при любом напряжении питания. Благодаря большому значению произведения коэффициента усиления на полосу пропускания и высокой скорости нарастания – 820 кГц и 7.5 В/мкс для TSC2010 – они обеспечивают высокую точность и быстрый отклик. Устройства содержат встроенные фильтры электромагнитных помех и выдерживают воздействие электростатических разрядов модели человеческого тела до 2 кВ, гарантируя надежную работу в промышленном диапазоне температур от –40 °С до 125 °С.

Разработчики могут ускорить вывод своего продукта на рынок, воспользовавшись прилагаемым оценочным комплектом STEVAL-AETKT1V2, предназначенным для быстрого запуска проектов с использованием любого из трех устройств.



Оценочный набор STEVAL-AETKT1V2.

TSC2010, TSC2011 и TSC2012 уже можно приобрести в корпусах Mini-SO8 и SO8 по цене от \$0.90 за штуку при заказе 1000 микросхем. При заказе такого же количества цены версий для схем автоэлектроники начинаются от \$1.08 за штуку.

## Würth Elektronik представляет датчик влажности WSEN-HIDS

Компания Würth Elektronik разработала микроэлектромеханический (МЭМС) датчик размером всего 2 × 2 × 0.9 мм. Благодаря

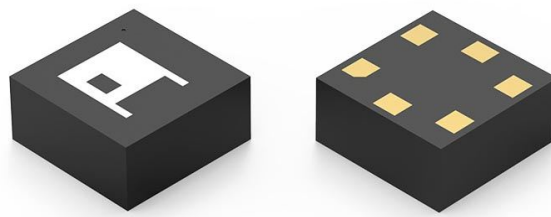
низкому потреблению энергии, а также калиброванному и термокомпенсированному выходному цифровому сигналу, этот дат-

чик, предназначенный для измерения влажности и температуры, имеет очень хорошую долговременную стабильность. Датчик влажности WSEN-HIDS основан на усовершенствованной технологии МЭМС: диэлектрический полимер поглощает или высвобождает молекулы воды пропорционально уровню относительной влажности в окружающей среде, тем самым, изменяя проницаемость конденсаторной структуры. Датчик влажности со встроенным аналого-цифровым преобразователем и датчиком температуры может быть подключен к микроконтроллерам через широко используемые интерфейсы I<sup>2</sup>C или SPI. С помощью комплекта для разработки программного обеспечения, также доступного пользователям, можно очень быстро установить индивидуальную скорость передачи данных и использовать вывод прерывания.

Наряду с классическими приложениями, такими как системы обогрева, кондиционирования воздуха, вентиляции и автоматизации зданий, датчик влажности WSEN-HIDS, благодаря своим небольшим размерам и минимальному потреблению энергии, также подходит для регистраторов данных и, кроме того, для стационарных и портативных приложений Интернета вещей. Для создания современных приложений Würth Elektronik предоставляет разработчикам оценочную плату. МЭМС датчик обеспечивает калиброванные результаты измерений с превосходной точностью  $\pm 3.5\%$  в диапазоне значений относительной влажности от 20% до 80%. Конденсат, образующийся на поверхности полимерной структуры, можно удалить, активировав встроенный нагреватель, что позволит датчику через очень короткое время снова выдавать измеренные данные. Диапазон рабочих температур датчика составляет от  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$  до  $+120\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

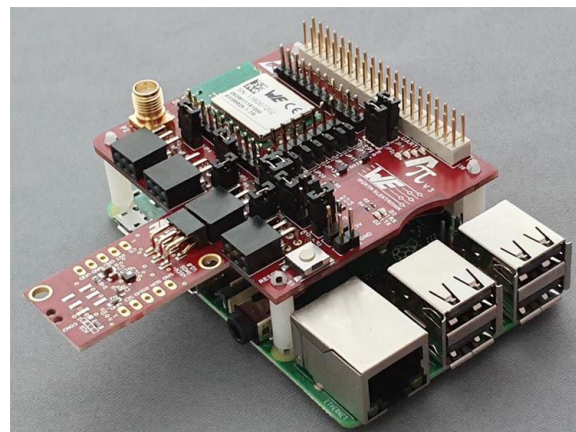
## Простота интеграции

«Мы рады предложить один из самых инновационных датчиков влажности и температуры – WSEN-HIDS. Этот датчик способствует быстрой установке окончательных устройств, поскольку разработчики могут использовать цифровой выход непосредственно



ственно через I<sup>2</sup>C или SPI и не беспокоиться о калибровке или температурной компенсации, – поясняет Винод Кумар Раму (Vinod Kumar Ramu), менеджер по продукции Würth Elektronik eiSos. – Очень практично: выход прерывания датчика также можно использовать для пробуждения микроконтроллера при изменении влажности. Это идеально для экономичных и малообслуживаемых функций мониторинга».

Ток, потребляемый датчиком влажности, составляет 8.9 мкА при непрерывной работе и обновлении данных измерений один раз в секунду. При использовании таблеточного элемента CR2032 емкостью 230 мА·ч это соответствует сроку службы батареи около трех лет. Если частота дискретизации снижается, периодичность обслуживания становится еще больше.



*В качестве альтернативы, Würth Elektronik eiSos предлагает Amber-Pi – дополнительный модуль для Raspberry Pi, который можно использовать для подключения оценочной платы датчика непосредственно к Raspberry Pi.*

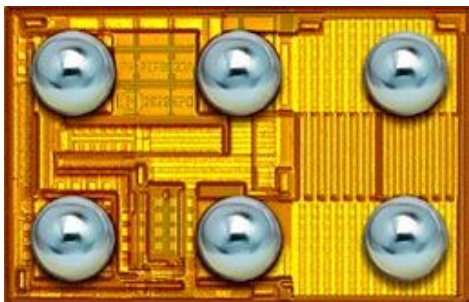
Датчик уже доступен со склада без ограничения минимального количества в виде секции ленты или полной упаковки на бобине.

# ЕРС расширяет семейство драйверов лазеров устройством, оптимизированным для приложений

ЕРС объявляет о выпуске драйвера лазера, на одном кристалле которого объединены 40-вольтовый 10-амперный МОП-транзистор, драйвер затвора и входной LVDS интерфейс, предназначенного для времяпролетных лидарных систем, используемых в робототехнике, дронах, устройствах дополненной реальности и игровых приложениях.



ЕРС21603 – это драйвер лазера, управляемый логическими сигналами LVDS и способный работать на очень высоких частотах, превышающих 100 МГц, и формировать сверхкороткие импульсы (менее 2 нс) для модуляции токов возбуждения лазера до 10 А. Однокристалльный драйвер ЕРС21603 с интегрированным eGaN МОП-транзистором основан на запатентованной ЕРС технологии GaN микросхем и выпускается в корпусе BGA с размерами всего 1.5 мм × 1.0 мм. Интерфейс LVDS позволяет управлять микросхемой драйвера лазера с помощью ПЛИС в приложениях, где помехоустойчивость имеет решающее значение, таких, например, как устройства дополненной реальности.



Интеграция всех устройств на одном кристалле упрощает проектирование, разводку печатной платы и монтаж, экономит место на плате, повышает КПД и снижает затраты. Это семейство продуктов позволит ускорить внедрение и повсеместное распространение времяпролетных решений в более широком спектре приложений конечных пользователей.

## Прототипная плата

Прототипная плата ЕРС9156 содержит микросхему драйвера лазера ЕРС21603 и предназначена в первую очередь для возбуждения лазерных диодов короткими высокоточными импульсами. Минимальная ширина импульса не превышает 2 нс, а пиковая амплитуда тока составляет 10 А при номинальном напряжении шины питания, равном 30 В.



Прототипная плата ЕРС9156.

## Цены и доступность

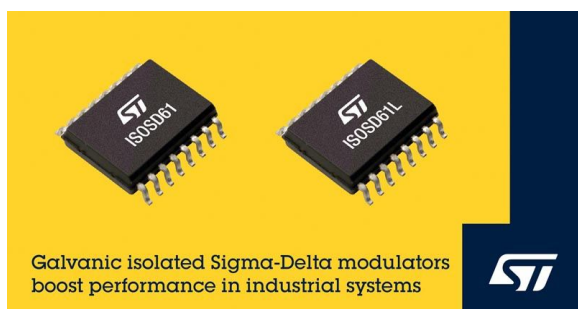
При заказе не менее 500 тыс. приборов микросхемы драйвера лазера eToF ЕРС21603 продаются по цене \$1.00 за штуку.

Одна оценочная плата ЕРС9156 стоит \$465.23.

ЕРС21603 и ЕРС9156 можно немедленно приобрести у дистрибьюторской компании Digi-Key.

# Высокоинтегрированные гальванически изолированные сигма-дельта модуляторы от STMicroelectronics повышают точность и надежность

Выпущенные STMicroelectronics микросхемы ISOSD61 и ISOSD61L – это высокоточные изолированные сигма-дельта модуляторы второго порядка, способные повысить уровень рабочих характеристик и надежность промышленных приложений, таких как устройства управления двигателями, зарядные станции электромобилей, солнечные инверторы, ИБП, а также источники питания серверного и телекоммуникационного оборудования.



Тактовый вход и выходы данных ISOSD61 совместимы с уровнями сигналов ТТЛ/КМОП, в то время как ISOSD61L поддерживает уровни LVDS. Оба прибора имеют разрешение 16-битного аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и типовое отношение сигнал/шум 86 дБ.

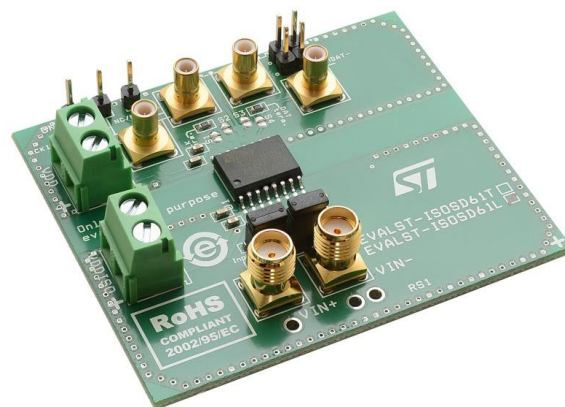
Встроенная гальваническая изоляция этих устройств не подвержена деградации, характерной для альтернативных решений с оптической развязкой, а также снижает энергопотребление и позволяет значительно увеличить скорость передачи данных. Устройства преобразуют аналоговый входной сигнал с амплитудой до  $\pm 320$  мВ в однобитовый цифровой поток данных со скоростью до 25 Мвыб/с. Изоляция между двумя сторонами гарантированно выдерживает броски напряжения до 6 кВ и постоянное напряжение до 1.2 кВ при нормальных условиях работы. Устройства устойчивы к синфазным помехам со скоростью нарастания до 30 кВ/мкс, обес-

печивая превосходное подавление быстрых шумов, обусловленных переходными процессами, которые часто могут возникать в суровых промышленных условиях.

Благодаря внешней частоте дискретизации 25 МГц, модуляторы подходят для работы с широкополосными входными сигналами. Это обеспечивает возможность обработки высокочастотных сигналов и точность измерений, необходимые для использования в приложениях преобразования энергии и быстрой коммутации для прецизионного управления двигателями, основанных на таких новейших технологиях, как карбид кремния (SiC).

За счет интеграции на одном кристалле функций АЦП и изолированного периферийного UART, ISOSD61 и ISOSD61L позволяют сократить расходы на материалы и повысить помехоустойчивость и надежность, снижая общую стоимость конечного приложения. Дискретные датчики тока не требуются, их заменяют небольшие резисторные шунты.

Модуляторы упакованы в пластиковые корпуса SO16W для поверхностного монтажа с длиной пути утечки 8 мм. Устройства рассчитаны на работу в расширенном промышлен-



Оценочная плата для изолированного сигма-дельта преобразователя ISOSD61L.

ленном диапазоне температур от  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$  до  $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

Доступны оценочные платы, поддерживающие весь набор функций новых микросхем. EVALST-ISOSD61T для ISOSD61 и EVALST-ISOSD61L для ISOSD61L имеют коаксиальные

и штыревые разъемы для подключения к входам и выходам с дополнительными контактными площадками для шунтового датчика тока.

Микросхемы ISOSD61 и ISOSD61L уже запущены в производство и в партиях из 1000 приборов продаются по цене \$2.50 за штуку.

# Экосистема и средства разработки от Microchip



Зубарев Святослав, г. Смоленск

*В статье приведен обзор экосистемы Microchip и ее основных программных составляющих, таких как MPLAB X IDE, MPLAB Code Configurator, MPLAB Harmony и т. д., предназначенных для упрощения процесса разработки встраиваемых решений*

Когда речь заходит об электронной промышленности, конкурентоспособность того или иного производителя во многом определяется скоростью вывода на рынок новых решений или обновления функционала уже существующих продуктов. Оба фактора зависят от сложности самого решения, а также применяемых при его построении аппаратных и программных средств. Использование продуктов от разных производителей может значительно усложнить процесс и отнять время и силы у ценных сотрудников, которые будут вынуждены прибегать к различным хитростям

и «костылям» для интеграции новых компонентов в проект и их последующей настройки. Выходом из ситуации является использование продуктов, совместимость которых не вызывает сомнений еще на этапе закупки. Как правило, это решения от одного производителя, который предоставляет своим клиентам не только отдельные компоненты, но и целую экосистему, призванную максимально упростить построение проектов и ускорить процесс производства. Одним из таких производителей является основанная в 1987 году американская компания Microchip (Рисунок 1).



Рисунок 1. Экосистема компании Microchip.

В данной статье рассказывается об основных составляющих экосистемы для работы с микроконтроллерами и микропроцессорами компании Microchip. Прежде всего речь пойдет о программном обеспечении; именно на этом поприще компания за последние несколько лет достигла определенных успехов и создала продукты, способные значительно ускорить процесс разработки.

Предложенные в статье программные решения позволяют создавать масштабные проекты с возможностью установки плагинов и отладки в реальном времени (MPLAB X IDE), генерировать и редактировать код онлайн, без установки программы на персональный компьютер (MPLAB Xpress), настраивать работу контроллеров при помощи графического интерфейса (MPLAB Code Configurator, MPLAB Harmony), добавлять новый функционал в уже знакомые среды разработки (Microchip Studio) и многое, многое другое.

## Программные средства разработки Microchip

Microchip предлагает своим клиентам широкий перечень программных решений, позволяющих значительно упростить процесс разработки и отладки программного кода при работе с компонентами, входящими в экосистему компании.

На текущий момент пользователям доступны следующие решения:

- **MPLAB X IDE** – полнофункциональная интегрированная среда разработки (IDE), предназначенная для разработки кода для микроконтроллеров PIC, цифровых сигнальных контроллеров (DSC) dsPIC, а также микроконтроллеров AVR и SAM. Среда построена на основе IDE NetBeans с открытым исходным кодом от Apache Software Foundation.
- **MPLAB Xpress** – представляет собой бесплатную онлайн-среду разработки, которая не требует установки или настройки системы. MPLAB Xpress имеет более ограниченный функционал по сравнению с MPLAB X IDE, однако поддерживает ее наиболее популярные функции, такие как конфигуратор кода MPLAB.
- **Конфигуратор кода MPLAB (MCC)** – бесплатный графический плагин для инициализации системы, который также предоставляет драйверы для работы с компонентами. MCC может использоваться для настройки широкого спектра периферийных устройств и поддерживает работу с микроконтроллерами AVR и PIC.
- **MPLAB Harmony** – гибкий фреймворк, включающий в себя программные модули, которые выступают в роли строительных блоков при создании приложения. Исполь-

**Таблица 1.** Данные по возможности работы программного обеспечения в зависимости от выбранного микроконтроллера или микропроцессора

		Микро- контроллеры AVR	Микро- контроллеры PIC	Цифровые контроллеры сигналов dsPIC	Микро- контроллеры SAM	Семейства микро- контроллеров CISC/MEC	Микро- процессоры
IDE	MPLAB X IDE	+	+	+	+	+	+
	MPLAB Xpress	+	+	+	—	—	—
	Microchip Studio	+	—	—	+	—	—
Компиляторы	MPLAB XC	+	+	+	+	+	+
	AVR GCC	+	—	—	—	—	—
	ARM GCC [1]	—	—	—	+	—	+
Конфигураторы кода	MPLAB Code Configurator	+	+	+	—	—	—
	MPLAB Harmony	—	+, только для 32-битных версий	—	+	—	+
	Atmel Start	+	—	—	+	—	—
Средства программирования для производства	MPLAB IPE	+	+	+	+	—	—
	MPLAB PM3	—	+	+	—	—	—

зую MPLAB Harmony, разработчик может включить в свой проект библиотеки и программные драйверы как компании Microchip, так и сторонних производителей. MPLAB Harmony поддерживает работу с 32-битными микроконтроллерами PIC и SAM.

- **Компиляторы MPLAB XC** – комплексное решение для компиляции разрабатываемого программного кода. MPLAB XC поддерживает 8-битные PIC и AVR в версии MPLAB XC8, 16-битные PIC и dsPIC DSC в MPLAB XC16 и 32-битные PIC и SAM в MPLAB XC32. Для компиляторов MPLAB XC доступны два вида лицензии: бесплатная – включает базовые функции оптимизации и PRO – ориентирована на проекты, требующие максимальной оптимизации по скорости и размеру бинарного файла.
- **Microchip Studio (Atmel Studio 7)** – интегрированная среда разработки (IDE) для написания кода и отладки микроконтроллеров AVR и SAM.
- **Atmel START** – бесплатный онлайн-инструмент для графического конфигурирования микроконтроллеров для встраиваемых приложений на базе микроконтроллеров AVR и SAM.

Как несложно заметить, те или иные программные средства подходят только для определенного типа контроллеров. В Таблице 1 приведены данные по возможности работы с программным обеспечением в зависимости от выбранного микроконтроллера или микропроцессора.

Для упрощения процесса работы, компания Microchip объединила информацию по своим продуктам в раздел Microchip Developer Help [2], в котором подробно описаны все тонкости работы с приведенными выше программными пакетами, а также приведены ссылки на продукты, дополнительные ресурсы, видеоролики, курсы и документацию.

Стоит также учитывать возможность работы программного обеспечения на той или иной операционной системе. Например, инструменты разработки MPLAB совместимы с операционными системами Windows, Linux и macOS, а Microchip Studio (Atmel Studio 7) способна работать только под Windows.

Разберем описанные выше программные решения более подробно.

## Интегрированная среда разработки MPLAB X

MPLAB X IDE представляет собой среду, которая объединяет в себе весь необходимый набор инструментов для настройки, разработки, отладки и оценки возможностей микроконтроллеров и микропроцессоров, производимых компанией Microchip (Рисунок 2). Среда построена на основе IDE NetBeans с открытым исходным кодом от Apache Software Foundation и распространяется бесплатно.

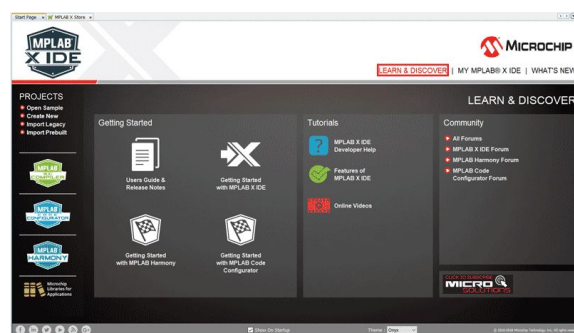


Рисунок 2. Стартовое окно MPLAB X IDE.

MPLAB X IDE обладает широкими возможностями для написания исходного кода программы, ее дальнейшей отладки и оптимизации проекта. Столь обширный функционал обеспечен благодаря наличию в MPLAB X IDE следующих модулей и возможностей (Рисунок 3):

- Менеджер проектов (Project Manager) – служит для управления файлами рабочих групп;
- Редактор кода (Editor) – позволяет редактировать и создавать программный код проекта;
- Поддержка программаторов/отладчиков MPLAB ICD и MPLAB REAL ICE;
- Симулятор MPLAB X Simulator, пошагово моделирующий работу программы;
- Поддержка компиляторов MPLAB XC (XC8, XC16 и XC32) – преобразуют исходный код на языках C, C++, ассемблер в машинный;
- И так далее.

MPLAB X предлагает пользователю широкий функционал, способный помочь быстро отладить проект и минимизировать время



# MPLAB X



Рисунок 3. Составляющие среды MPLAB X IDE.

разработки. Данная IDE может рассчитать время исполнения операций (инструмент Stopwatch), открыть доступ к переменным и специальным регистрам контроллера, объединить разрозненные файлы в один проект и многое другое. В папке, где размещается MPLAB X, по пути `\template\code` лежат файлы-шаблоны для проектов, с которых удобно начать работу.

Кроме того, возможности MPLAB X IDE можно расширить с помощью множества плагинов как от компании Microchip или NetBeans, так и от сторонних производителей.

Примерами доступных для MPLAB X IDE плагинов могут служить:

- Монитор данных и контроллер интерфейсов (DMCI). DMCI позволяет разработчику изучать или изменять содержимое переменных без необходимости остановки приложения во время сеанса отладки;
- Конфигуратор кода Microchip (MCC) – графический плагин для инициализации системы, который также предоставляет драйверы для работы с компонентами;
- Графический интерфейс пользователя SMPS Buck (SMPSGUI) – представляет

собой плагин, упрощающий работу и настройку гибридных ШИМ-контроллеров, в частности – MCP19110/11/18/19;

- Конфигуратор дисплея Graphics Display Designer (GDD) – инструмент разработки интерфейсов, который позволяет быстро и легко создавать графический интерфейс пользователя для приложений на основе 16- или 32-разрядных микроконтроллеров PIC;
- Программный пакет Proteus VSM Viewer, позволяющий виртуально собрать схему электронного устройства и симулировать его работу, выявляя ошибки, допущенные на стадии проектирования и трассировки;
- Модуль отладки Segger J-Link, позволяющий работать с устройствами JTAG;
- И так далее.

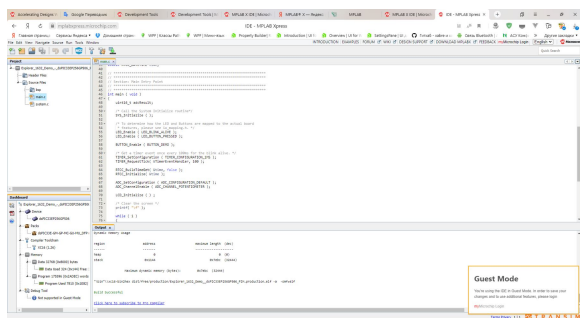
Полный список доступных и установленных плагинов можно найти в соответствующем разделе программы.

Следует отметить, что помимо положений, описанных в руководстве Microchip Developer Help, которое уже упоминалось ранее, компания Microchip предоставляет своим клиентам специальный обучающий курс [3], в котором

приведено подробное описание среды. По окончании курса пользователь получит основные представления о принципах работы с MPLAB X IDE, узнает, как открыть и построить проект, усвоит основные принципы отладки и загрузки кода в микроконтроллер и многое другое.

## MPLAB Xpress IDE

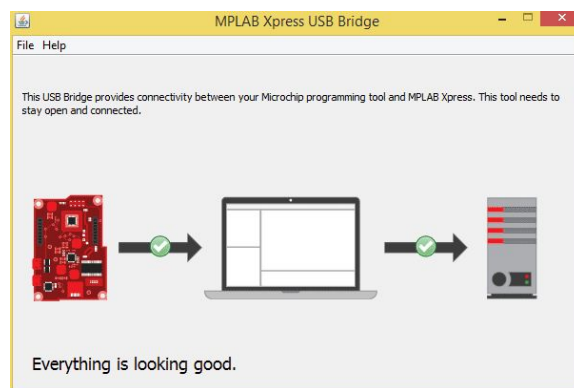
В тех случаях, когда у клиента нет возможности установить полноценную MPLAB X IDE для работы или необходимо быстро создать/отредактировать проект, на помощь приходит среда Microchip MPLAB Xpress. MPLAB Xpress – это бесплатная интерактивная онлайн-среда разработки, которая не требует какой-либо установки или настройки системы. Для начала работы со средой достаточно перейти на страницу MPLAB Xpress [4]. MPLAB Xpress является упрощенной и усовершенствованной версией MPLAB X IDE и содержит основные ее наиболее популярные и необходимые для работы функции (Рисунок 4).



**Рисунок 4.** Работа с тестовым проектом в среде MPLAB Xpress.

MPLAB Xpress станет прекрасным выбором для тех, кто только начинает знакомство с продукцией компании Microchip. Когда же дело дойдет до серьезной разработки и возможностей MPLAB Xpress окажется недостаточно, пользователь сможет без труда перенести существующий проект в MPLAB X IDE.

MPLAB Xpress включает в себя последнюю версию MPLAB Code Configurator и совместима с оценочными платами MPLAB Xpress, платами Curiosity, Explorer 16/32 и программатором/отладчиком PICkit 4. В MPLAB Xpress разработчику также доступна программная симуляция проекта и его аппаратная отладка на подключенной к персональному компьютеру отладочной плате (Рисунок 5).



**Рисунок 5.** Установка подключения к отладочной плате для работы в MPLAB Xpress.

Также стоит отметить внушительный объем хранилища (10 Гбайт) для хранения файлов проектов и репозиторий, где пользователь может делиться своими идеями с другими пользователями или черпать вдохновение из уже существующих решений. Вся доступная информация по работе со средой, как и в случае с MPLAB X, располагается в разделе Microchip Developer Help [5].

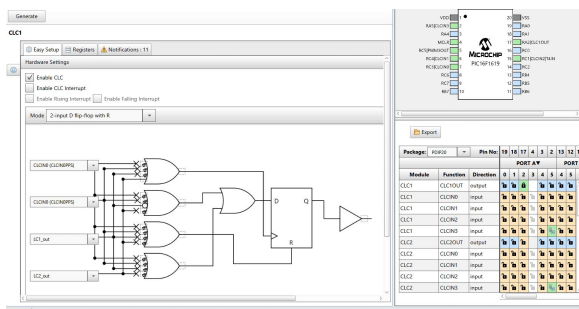
## MPLAB Code Configurator

MPLAB Code Configurator (MCC) – бесплатный графический плагин для инициализации системы, который также предоставляет драйверы для работы с компонентами. MCC имеет интуитивно понятный интерфейс и содержит в себе богатый набор периферийных устройств и функций.

К ключевым особенностям MPLAB Code Configurator можно отнести:

- Инициализация в графической форме системных регистров, портов ввода/вывода и независимой от ядра периферии;
- Отображение списка доступных и выбранных периферийных модулей для конкретного микроконтроллера;
- Система оповещений, предупреждающая о возможных ошибках конфигурирования;
- Может использоваться для настройки и генерации библиотек.

MPLAB Code Configurator поддерживает микроконтроллеры PIC и AVR и позволяет создавать рабочий код всего за несколько кликов мышкой, что значительно ускоряет процесс разработки, особенно когда дело касается прототипов (Рисунок 6).



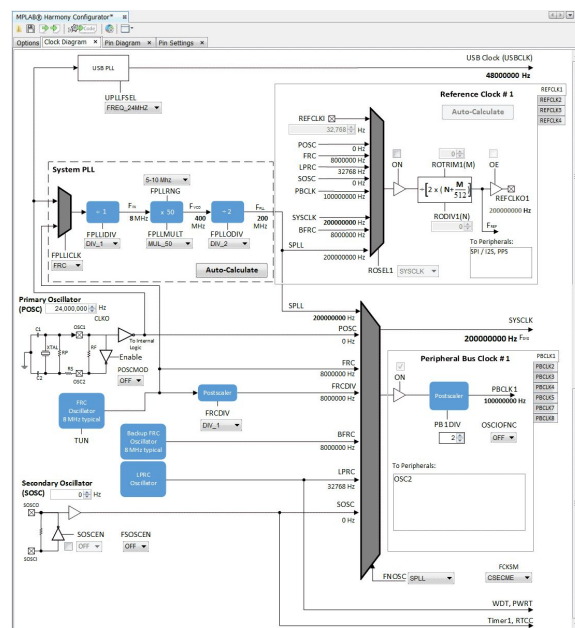
**Рисунок 6.** Пример работы в MPLAB Code Configurator.

Существует 3 варианта начала работы с MPLAB Code Configurator:

1. Использование облачной IDE MPLAB Xpress. MPLAB Xpress уже включает в себя предустановленный MPLAB Code Configurator и все, что требуется пользователю для начала работы, – это создать новый или открыть существующий проект и выбрать соответствующий раздел в шапке меню. Открытие проекта необходимо для того, чтобы MCC мог получить имя используемого контроллера и подгрузить необходимые данные, касающиеся регистров и битов конфигурации, а также настроить графический интерфейс.
2. Установить плагин MCC в MPLAB X IDE. Если у вас установлена MPLAB X IDE, все, что вам нужно сделать, чтобы начать работу с MCC, – это загрузить его из библиотеки плагинов через вкладку «Plugins».
3. Ручная установка плагина MCC в MPLAB X IDE. В тех случаях, когда пользователю необходимо использовать предыдущие версии MCC, он может установить требуемую версию плагина вручную, предварительно скачав соответствующий файл с сайта компании.

## MPLAB Harmony v3

MPLAB Harmony представляет собой фреймворк для разработки встроенного программного обеспечения на базе 32-разрядных микроконтроллеров и микропроцессоров. MPLAB Harmony предоставляет пользователю гибкие и функционально совместимые программные модули, которые выступают в роли строительных блоков при создании приложения и упрощают процесс разработки и, как следствие, способствуют



**Рисунок 7.** Пример настройки проекта в MPLAB Harmony.

сокращению времени вывода продукта на рынок (Рисунок 7).

Модули в MPLAB Harmony делятся на четыре категории:

- Библиотеки периферии;
- Драйверы устройств;
- Системные службы;
- Промежуточное программное обеспечение (middleware).

Библиотеки периферии (PLIB) обеспечивают низкоуровневый интерфейс с периферийными модулями, позволяя разработчику не задумываться о том, что происходит на уровне регистров, чем облегчают написание драйверов для микроконтроллеров семейства PIC. Однако библиотеки не предназначены для применения непосредственно в приложении, поскольку при использовании нескольких библиотек очень высока вероятность конфликта, возникающего при распределении ресурсов. Драйверы устройства являются надстройкой над библиотеками и обеспечивают простое и высокоабстрактное взаимодействие с периферийными модулями с помощью определенных функций. Применение драйверов также позволяет избежать конфликтов между библиотеками. Middleware-модули необходимы для организации работы периферийных блоков со сложными протоколами, например, стеков TCP/IP,

USB. За тем, чтобы драйверы или middleware-модули не конфликтовали между собой из-за каких-либо общих ресурсов, следят системные службы.

Исходя из всего вышесказанного, к ключевым преимуществам MPLAB Harmony можно отнести:

- Независимая от ядра реализация, поддерживает архитектуры MIPS и Cortex Arm;
- Переносимость кода даже в пределах разных семейств контроллеров;
- Простой процесс настройки и работы благодаря графическому интерфейсу и конфигуратору MPLAB Harmony Configurator (MHC), который позволяет проводить конфигурацию и генерацию начального кода, периферийных библиотек и промежуточного программного обеспечения (USB, TCP/IP и т.д.);
- Многоуровневая модульная структура, соответствующая стандартам MISRA-C: 2012;
- Более 1000 примеров приложений;
- Возможность работы с 32-разрядными семействами PIC (на базе MIPS) и SAM (на базе Cortex Arm);
- Возможность работы со сторонними решениями, такими как FreeRTOS и Micrium, возможность импортировать проекты, созданные в IAR Embedded Workbench

MPLAB Harmony доступна для загрузки из репозитория Harmony GitHub [6]. Также она может установлена в MPLAB X IDE через раздел плагинов.

## Компиляторы MPLAB XC

Компиляторы MPLAB XC – это, пожалуй, то, без чего сложно представить работу основных программных средств компании, таких как MPLAB X и MPLAB Xpress.

Подобрать подходящий компилятор для конкретного проекта достаточно просто, все зависит от выбранного микроконтроллера (Таблица 2).

Компиляторы MPLAB XC обеспечивают высокую степень оптимизации кода и могут сократить конечный размер файла до 70%. Бесплатные версии MPLAB XC предлагают пользователю следующие уровни оптимизации:

- O0 – код находится в исходном состоянии,

**Таблица 2. Компиляторы Microchip**

Компилятор	Поддерживаемые микроконтроллеры
MPLAB XC8	8-битные микроконтроллеры PIC и AVR
MPLAB XC16	16-битные микроконтроллеры PIC, цифровые сигнальные контроллеры (DSC) dsPIC
MPLAB XC32/32++	32-битные микроконтроллеры PIC и SAM

- O1 – позволяет провести оптимизацию кода без влияния на процесс отладки,
- O2 – позволяет провести сбалансированную оптимизацию скорости и размера кода.

Если стандартных уровней оптимизации оказывается недостаточно, разработчик может приобрести расширенную PRO-лицензию и получить доступ к следующим возможностям

- Os – позволяет произвести максимальное сокращение размера кода;
- O3 – позволяет провести лучшую оптимизацию с точки зрения скорости выполнения и работы кода;
- tpa (процедурная абстракция) – еще больше уменьшает размер кода

Лицензия PRO, как правило, применяется в проектах, требующих максимального сокращения кода и максимальной производительности. Для ознакомления с возможностями MPLAB XC PRO пользователь может получить бесплатную 60-дневную пробную версию лицензии и продлить или отказаться от нее по истечении пробного периода.

MPLAB XC PRO поддерживает несколько типов лицензии:

- Лицензия для рабочей станции;
- Лицензия по подписке;
- Лицензия сайта;
- Лицензия сервера;
- Лицензия виртуальной машины;
- Лицензия на электронном ключе.

Дополнительно пользователю также доступна подписка High Priority Access (HPA), которая может быть активирована бесплатно на 12 месяцев при приобретении MPLAB XC PRO. HPA дает пользователю приоритет в получении технической поддержки по запросам, связанным с компилятором.

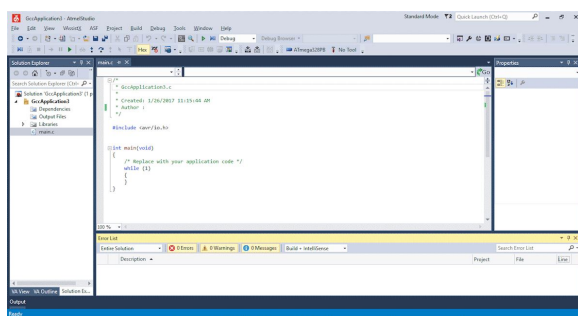
Помимо лицензии MPLAB XC PRO, компания Microchip также предлагает своим клиентам версии компиляторов для приложений, критических к отказам. Эти версии сертифици-

цированы немецкой экспертной организацией TÜV SÜD в соответствии с современными стандартами безопасности ISO 26262, IEC 61508, IEC 62304 и IEC 60730.

## Microchip Studio (Atmel Studio 7)

Все, кто хоть раз имел дело с разработкой программного кода для микроконтроллеров, наверняка слышали о среде Atmel Studio. После того как Microchip завершила сделку по покупке компании Atmel в 2016 году, все права на среду разработки (как и на сами микроконтроллеры) перешли к новому правообладателю, а сама IDP стала носить гордое название Microchip Studio.

Microchip Studio представляет собой интегрированную платформу разработки (IDP) для создания и отладки приложений на базе микроконтроллеров AVR и SAM. Atmel Studio волилась в широкое портфолио средств разработки от Microchip и предлагает пользователям простой в использовании функционал для написания, сборки и отладки приложений, написанных на языках C/C++ или ассемблере (Рисунок 8).



**Рисунок 8.** Пример работы с проектом в среде Microchip Studio.

Несмотря на то, что среда получила новое название и слегка измененный внешний вид, пользователи по-прежнему могут свободно использовать документацию, курсы и видеоуроки, созданные для Atmel Studio. То же касается и аппаратной части, в частности программаторов AVR и SAM.

Microchip Studio устанавливается вместе с компиляторами `avr-gcc`, `avr32-gcc` и `arm-none-eabi-gcc`, в дополнение к которым был также добавлен MPLAB XC8. Его расширенная версия MPLAB XC8 PRO включает в себя улучшенную степень оптимизации, умень-

шенный размер кода и успешно конкурирует с более дорогими представленными на рынке решениями.

Ключевые особенности среды Microchip Studio:

- Поддержка более 500 устройств AVR и SAM;
- Встроенный компилятор MPLAB XC8;
- Более 1600 примеров проектов с исходными кодами, доступными через Advanced Software Framework (ASF);
- Расширение возможностей IDE через Microchip Gallery – онлайн-магазин инструментов разработки и встроенного программного обеспечения от Microchip и сторонних производителей;
- QTouch Composer – набор инструментов для разработки и настройки емкостных сенсорных устройств, проверки производительности системы, мониторинга энергопотребления с возможностью работы в режиме реального времени;
- Wireless Composer набор инструментов для разработки и настройки беспроводных устройств;
- Расширенные функции отладки, включая stepping и точки останова, поддержку трассировки (SAM3 и SAM4), статистическое профилирование кода, отслеживание/мониторинг прерываний, отслеживание значений переменных в режиме реального времени и многое другое;
- Встроенный редактор кода, менеджер проектов, виртуальный симулятор, модуль внутрисхемной отладки и интерфейс командной строки;
- Возможность написания кода и моделирования прерываний, работы периферийных устройств и других внешних воздействий для конкретной модели контроллера;
- Возможность создания дизайна приложений с низким энергопотреблением;
- Отслеживание данных о потребляемой мощности во время отладки программы при помощи Power Debugger.

Еще одной особенностью является возможность импорта в Microchip Studio проектов Arduino, что позволяет значительно упростить и ускорить процесс перехода от создания прототипа к организации полноцен-

ного производства. Microchip Studio поддерживает работу с Arduino Zero и платами расширения Arduino Shield.

## Atmel START

Atmel START представляет собой онлайн-инструмент для конфигурирования и настройки проектов встраиваемого программного обеспечения при помощи графического интерфейса. Atmel START основан на последнем поколении Advanced Software Framework и дает возможность разработчику выбирать и настраивать программные компоненты, драйверы и промежуточное ПО, а также подбирать примеры проектов, специально адаптированных под потребности создаваемого решения. При работе в Atmel START пользователь может просматривать зависимости между программными компонентами, предотвращая тем самым конфликты и аппаратные ограничения. В случае возникновения конфликта Atmel START автоматически предложит решения, подходящие для данной конкретной конфигурации.

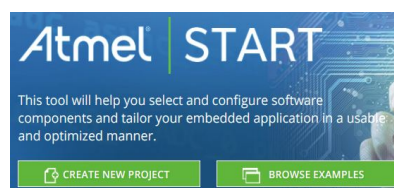
Начиная работу с Atmel START, пользователь может создать новый проект или начать работу с уже существующим примером. После завершения конфигурирования программного обеспечения пользователь может загрузить сгенерированный проект и открыть его в IDE, установленной на персональном компьютере, например, Microchip Studio 7, IAR Embedded Workbench, Keil  $\mu$ Vision (Рисунок 9).

Atmel START предоставляет пользователю следующие преимущества:

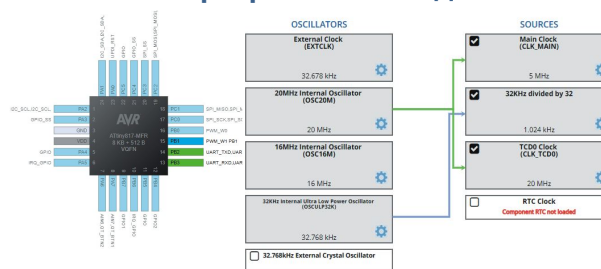
- Дает возможность найти и протестировать примеры для своего решения;
- Позволяет сконфигурировать микроконтроллер, настроить драйверы и промежуточное ПО;
- Позволяет настроить параметры таймеров и тактирование;
- Дает возможность подготовить проект для работы на современной IDE;
- И многое другое.

Отдельно следует отметить TrustZone Manager – графический интерфейс для настройки параметров безопасной (защищенной) зоны, также интегрированный в Atmel START.

## Создание или открытие примера проекта



## Конфигурирование микроконтроллера и программного кода



## Перенос проекта и отладка в IDE



Рисунок 9. Процесс работы с онлайн-инструментом Atmel START.

Технология Arm TrustZone обеспечивает аппаратное разделение так называемых защищенных и незащищенных зон. Данное разделение позволяет обезопасить критически важные функции или конфиденциальную информацию, хранящуюся в защищенной зоне, от доступа из компонентов, расположенных вовне. Технология TrustZone, в частности, доступна при работе с микроконтроллерами SAM L11.

## Заключение

Инженеры и разработчики постоянно находятся в поиске новых решений, способных дать им больше возможностей, принести что-то новое в уже существующие проекты или ускорить процесс разработки. Однако интеграция в проект продукции от разных производителей может повлечь за собой

проблемы, связанные с сопряжением функционала. Одним из выходов является использование продуктов, входящих в единую экосистему, такую, как предлагает своим клиентам компания Microchip. Экосистема Microchip – это не только дискретные компо-

ненты, микроконтроллеры и отладочные комплексы, но и мощное программное обеспечение, способное удовлетворить потребности как матерых разработчиков, так и молодых инженеров, которые только начинают свой путь. **РЛ**

## Ссылки

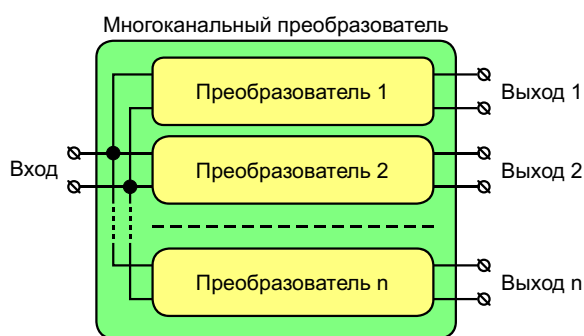
1. [https://www.microchip.com/avr-support/avr-and-arm-toolchains-\(c-compilers\)](https://www.microchip.com/avr-support/avr-and-arm-toolchains-(c-compilers))
2. <https://microchipdeveloper.com/>
3. <https://developerhelptraining.thinkific.com/courses/take/introtomplabx/texts/5392043-introduction>
4. <https://www.microchip.com/en-us/development-tools-tools-and-software/mplab-xpress>
5. <https://microchipdeveloper.com/mplabx:start>
6. <https://github.com/Microchip-MPLAB-Harmony>

# Многоканальные преобразователи с общим дросселем



Александр Русу, Одесса, Украина

**М**ногоканальные преобразователи предназначены для формирования нескольких выходных напряжений из одного входного. В простейшем случае структурную схему многоканального преобразователя можно представить в виде набора модулей с параллельно или последовательно соединенными входами (Рисунок 1). В этом случае все просто и понятно – есть несколько независимых преобразователей, каждый из которых может быть построен по каким угодно схемам, например, по схеме параметрического стабилизатора.



**Рисунок 1.** Структурная схема многоканального преобразователя.

Однако есть схемы, в которых выходные напряжения формируются с помощью одного общего индуктивного элемента. Обычно таким элементом является трансформатор, но существуют и схемы на основе дросселей. И если трансформаторные схемы неплохо описаны в литературе и понятны почти инту-

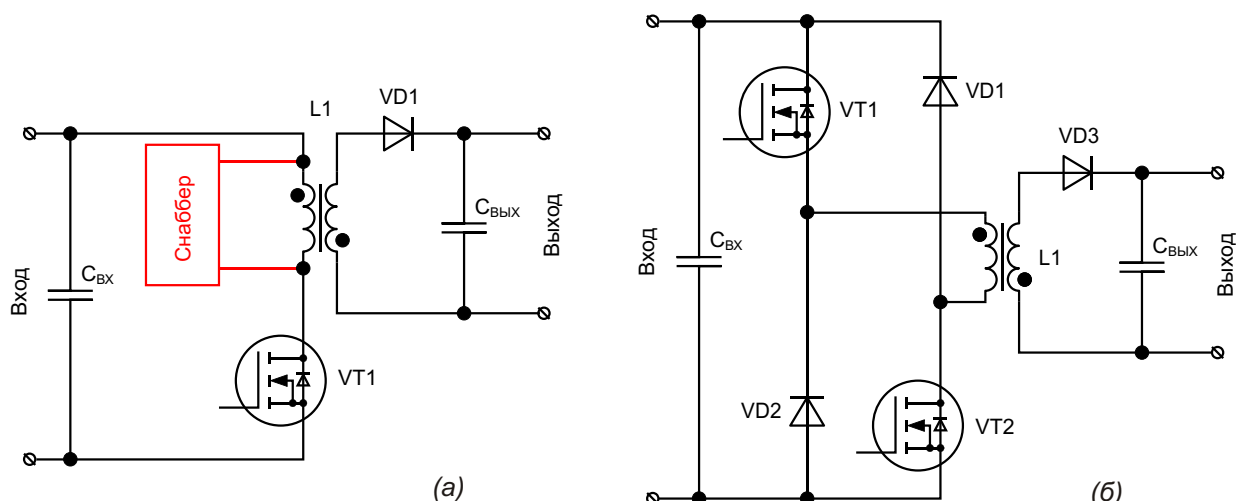
итивно, то дроссельные почему-то выходят за рамки «классических» схем импульсных преобразователей, из-за чего многим, особенно начинающим, специалистам в области силовой электроники не всегда понятно, почему это устройство было сделано именно так, и как оно вообще работает.

В этой статье будут рассмотрены наиболее распространенные варианты многоканальных преобразователей, формирующих выходные напряжения с помощью одного общего дросселя. Как оказалось, эти схемы не являются «экзотическими» и широко используются на практике. При этом их основные свойства, в свое время непосредственно повлиявшие на выбор именно этого решения, почему-то оказались незаслуженно забыты.

## Обратноходовой преобразователь – когда дроссель не может быть простым

Обратноходовая схема (Рисунок 2) позволяет электрически изолировать выходные каналы как от входных цепей, так и друг от друга, из-за чего она получила широкое распространение в сетевых выпрямителях. Следует сразу обратить внимание, что к изоляции блоков питания, работающих от сети, предъявляются особые, порой исключительные требования, особенно для медицинского оборудования, работающего в прямом контакте с телом (тип BF, согласно IEC 60601-1)





**Рисунок 2.** Схемы обратных преобразователей с одним (а) и двумя (б) транзисторами на первичной стороне.

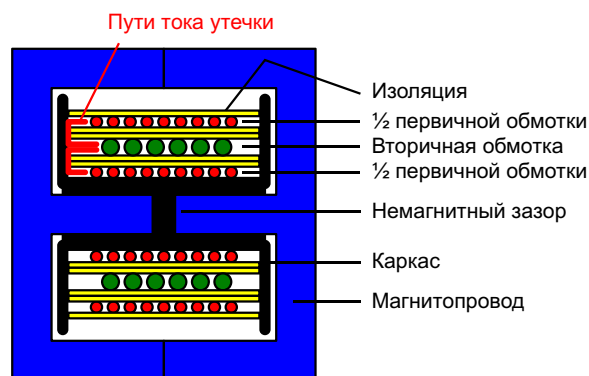
или сердцем (тип CF) пациента. Использование в такой технике вместо сертифицированных выпрямителей обычных бытовых или промышленных блоков питания может закончиться трагически для пациента, даже несмотря на полную исправность электроники и высокую квалификацию медицинского персонала.

Второй особенностью обратных преобразователей является необходимость утилизации энергии, накапливаемой в индуктивности рассеяния первичной обмотки дросселя. Если этого не делать, тогда в момент закрытия транзистора, установленного на первичной стороне, возникнет импульс напряжения с амплитудой, достаточной для его пробоя.

К сожалению, простых, надежных и эффективных схем для утилизации этой энергии пока еще не придумали. Конечно, существуют квазирезонансные обратные преобразователи, в которых большая часть тока индуктивности рассеяния находит полезное применение, однако из-за сложности поддержания резонансных колебаний во всем диапазоне выходных мощностей их применение ограничено. Также известен двухтранзисторный вариант обратного преобразователя (Рисунок 2б), в котором эта энергия полностью возвращается во входной конденсатор. Однако КПД подобного решения из-за большего количества полупроводниковых приборов, переключающих-

ся на высокой частоте, может оказаться даже меньше, чем у «классической» однотранзисторной схемы (Рисунок 2а), поэтому двухтранзисторную схему используют только при высоких входных напряжениях.

В остальных случаях энергию, накапливаемую в индуктивности рассеяния, проще потерять, чем повторно использовать. На практике так и делают, устанавливая параллельно первичной обмотке дросселя снаббер, ограничивающий напряжение на транзисторе путем превращения «лишней» энергии в тепло (Рисунок 2а). Очевидно, что это негативно влияет на КПД преобразователя, поэтому вопрос уменьшения индуктивности рассеяния первичной обмотки при проектировании дросселей обратных преобразователей является одним из самых важных.



**Рисунок 3.** Конструкция дросселя обратного преобразователя.

Если не рассматривать бесконечное количество «экзотических» вариантов намотки, приводящих к значительному «распуханию» этого индуктивного элемента, то на практике остается, пожалуй, единственный способ изготовления дросселя с малой индуктивностью рассеяния первичной обмотки – формирование его обмоток в виде «сэндвича» (Рисунок 3). В этом случае вначале наматывается половина первичной обмотки, затем вторичная обмотка целиком, а затем оставшаяся половина первичной обмотки. Используя такой подход, можно уменьшить индуктивность рассеяния до уровня 3...5% от общей индуктивности, что является неплохим результатом.

Однако при такой намотке вторичная обмотка располагается между слоями первичной. Это значит, что теперь необходимо удваивать количество слоев защитной изоляции, принимать дополнительные меры по уменьшению вероятности ее пробоя, а также уменьшения токов утечки. А теперь представьте, что обратноходовой преобразователь должен быть многоканальным. Что будет проще: использовать несколько отдельных дросселей для каждого канала или один дроссель с несколькими вторичными обмотками (Рисунок 4)?

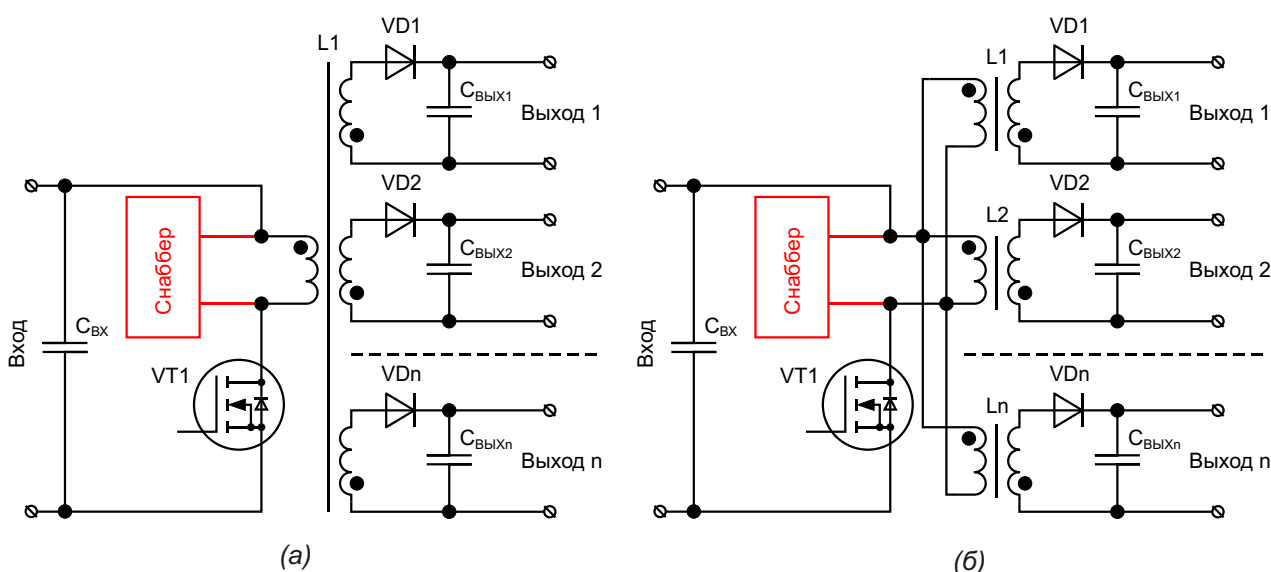
При использовании нескольких дросселей число путей утечки тока между первичной и вторичными сторонами увеличивается про-

порционально количеству каналов, ведь такой вариант эквивалентен параллельному соединению нескольких сопротивлений изоляции. А при использовании одного дросселя все вторичные обмотки можно расположить между двумя частями одной первичной обмотки, что значительно упростит формирование изоляции с необходимой электрической прочностью. Таким образом, в многоканальных обратноходовых преобразователях проще и дешевле использовать один сложный дроссель с несколькими вторичными обмотками, чем несколько не менее сложных двухобмоточных, ведь простых дросселей для обратноходовых преобразователей не бывает.

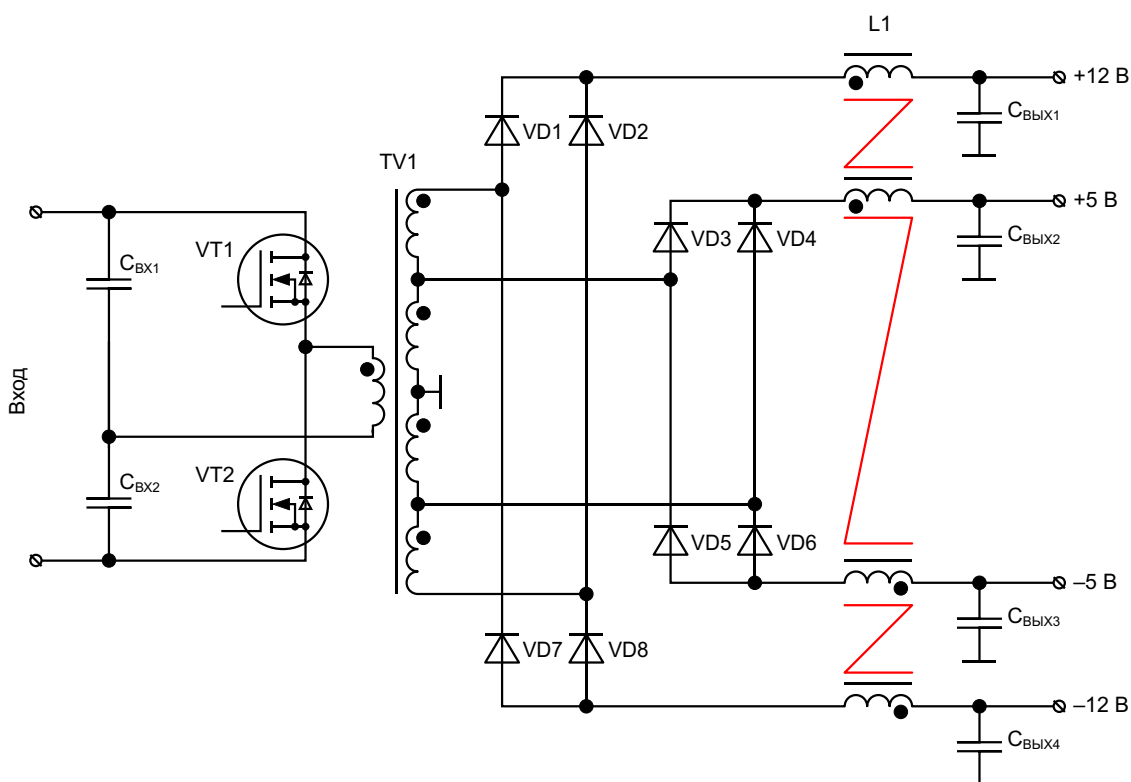
### Преобразователи с двойным преобразованием – когда нагрузка непредсказуема

Классическим примером многоканальных преобразователей с двойным преобразованием энергии являются компьютерные блоки питания. В них выпрямленное напряжение сети вначале грубо изменяется трансформатором на фиксированную величину, равную коэффициенту трансформации, а затем плавно доводится дросселем до нужного значения с помощью ШИМ.

В современных компьютерных блоках питания для преобразования напряжений



**Рисунок 4.** Многоканальный обратноходовой преобразователь с одним (а) и несколькими накопительными дросселями (б).



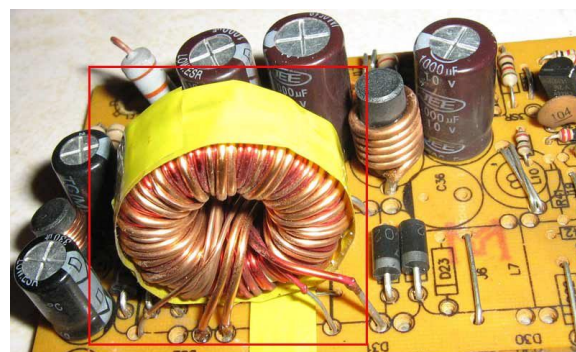
**Рисунок 5.** Упрощенная схема компьютерного блока питания.

используются общие для всех каналов индуктивные элементы: в первом каскаде – трансформатор TV1, во втором – дроссель L1 (Рисунок 5). С трансформатором все понятно – кроме преобразования напряжения он еще обеспечивает гальваническую развязку, поэтому его, как и дроссель рассмотренного выше многоканального обратного преобразователя, проще сделать единственным в системе. А вот почему во вторых каскадах преобразования вместо нескольких простых дросселей установили один многообмоточный? Конечно, можно предположить, что этот нестандартный компонент будет стоить дешевле нескольких унифицированных приборов, но этот аргумент неубедителен – намотка на тороидальном сердечнике небольших размеров нескольких обмоток с разным числом витков, да еще и проводами разных калибров (Рисунок 6), является далеко не самым технологичным решением.

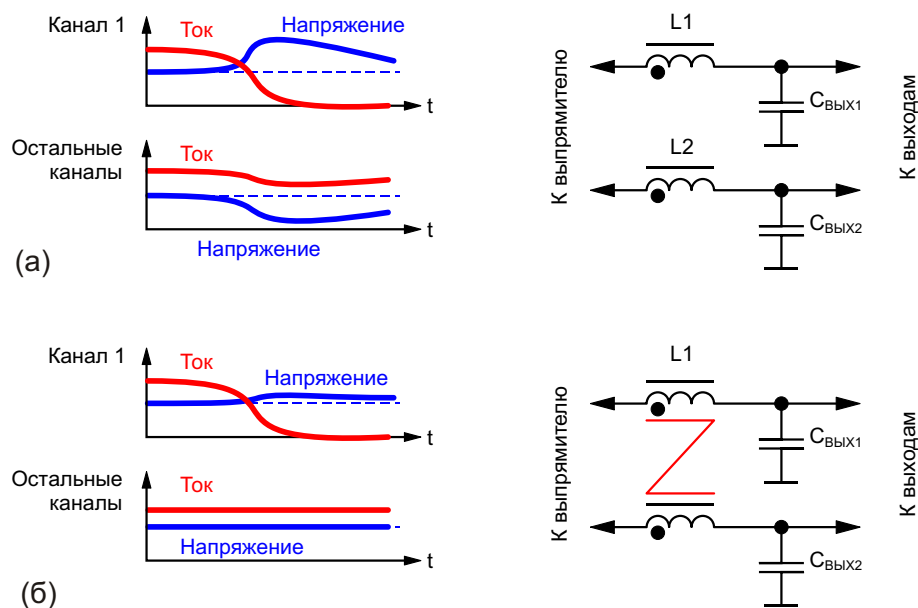
Однако есть один интересный момент, показывающий, что такое решение имеет право на существование. В компьютерных блоках питания стабилизация всех выходных напряжений осуществляется групповым методом путем регулировки длительностей

открытого состояния ключей инвертора. При этом на вход усилителя ошибки ШИМ-контроллера подается некоторое «среднепотолочное» напряжение, равное сумме выходных напряжений, помноженных на определенные коэффициенты.

Если в каждом канале будут стоять дроссели с отдельными сердечниками, тогда при уменьшении тока нагрузки одного из каналов его дроссель перейдет в разрывной режим. В этом случае выходное напряжение этого канала увеличится до амплитудного напряжения вторичной обмотки трансформатора и



**Рисунок 6.** Многообмоточный дроссель компьютерного блока питания.



**Рисунок 7.** Переходные процессы в преобразователе с отдельными (а) и связанными (б) выходными каналами.

может стать в 1.5...2 раза больше номинального значения (Рисунок 7а). Конечно, контроллер отреагирует на это событие и уменьшит коэффициент заполнения импульсов ШИМ. Однако это автоматически приведет к уменьшению остальных напряжений. Таким образом, при групповом методе стабилизации напряжений и использовании дросселей с отдельными магнитопроводами уменьшение выходного тока одного из каналов приведет к разбалансировке всей системы: выходное напряжение канала с «легкой» нагрузкой станет больше номинального, а напряжения «нагруженных» каналов уменьшатся. Очевидно, что нагрузка вряд ли сможет нормально работать в такой ситуации, поэтому групповую стабилизацию напряжений в этом случае применять нельзя, и в каждом канале необходимо использовать отдельный контроллер, управляемый «своим» выходным напряжением.

А вот при использовании дросселей с общим магнитопроводом каналы преобразователя получают возможность обмена энергией между собой. В этом случае индуктивный элемент может вести себя одновременно и как дроссель – накапливать энергию в магнитном поле, и как трансформатор – передавать энергию через магнитное поле без накопления.

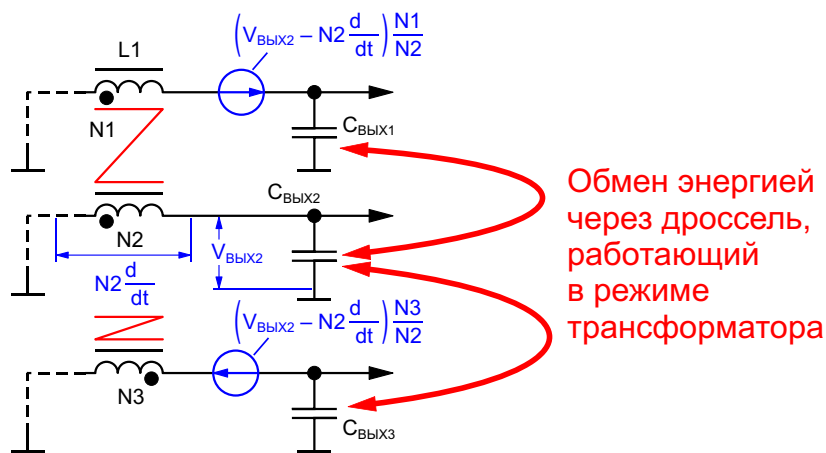
В нормальном режиме работы, когда каналы нагружены равномерно, выходные напряжения  $V_{ВЫХ1}, V_{ВЫХ2} \dots V_{ВЫХn}$  преобразователя с общим дросселем определяются скоростью изменения его магнитного потока  $d / dt$ :

$$\frac{V_{ВЫХ1}}{N_1} = \frac{V_{ВЫХ2}}{N_2} = \dots = \frac{V_{ВЫХn}}{N_n} = \frac{d}{dt}, \quad (1)$$

где,  $N_1, N_2, \dots N_n$  – количество витков соответствующих обмоток дросселя.

Если условие (1) выполняется, тогда электрические процессы в каналах с многообмоточным дросселем ничем не отличаются от электрических процессов в каналах с дросселями, намотанными на отдельных магнитопроводах. Но как только одно из выходных напряжений, например,  $V_{ВЫХ2}$ , станет отличным от значения, задаваемого магнитным полем дросселя, на выводах всех обмоток дросселя появится дополнительная ЭДС, величина и полярность которой будут зависеть от степени отклонения «неправильного» напряжения (Рисунок 8). Под действием этой ЭДС во вторичных обмотках начнут протекать токи, которые будут выравнивать заряды выходных конденсаторов до тех пор, пока они не станут удовлетворять условию (1).

Обратите внимание, что магнитные потоки, создаваемые этими токами, будут взаим-



**Рисунок 8.** Механизм обмена энергией между каналами.

но компенсироваться, не влияя на общий магнитный поток и, соответственно, на количество энергии в магнитопроводе. В итоге индуктивный элемент L1 в этом режиме будет работать одновременно и как дроссель обычного понижающего преобразователя, обеспечивая поступление энергии одновременно во все выходные конденсаторы  $C_{\text{ВЫХ1}}$ ,  $C_{\text{ВЫХ2}}$ , ...  $C_{\text{ВЫХn}}$ , и как трансформатор, перераспределяя энергию между ними по принципу «кому сколько реально надо». При этом можно сохранить групповую стабилизацию всех напряжений, поскольку при нормальной работе общий дисбаланс выходных напряжений  $V_{\text{ВЫХ1}}$ ,  $V_{\text{ВЫХ2}}$  ...  $V_{\text{ВЫХn}}$  из-за существования соотношения (1), будет минимальным.

Еще одним, неочевидным, преимуществом подобного метода стабилизации является то, что общая мощность источника питания может распределяться между каналами как угодно. Если рассматривать, например, компьютерный блок питания мощностью 500 Вт, то, теоретически, эти 500 Вт могут быть отобраны от него как одновременно по всем каналам, например, 200 Вт по каналу «+5 В», 200 Вт по каналу «+12 В» и 100 Вт по остальным каналам, так и по какому-нибудь одному, например, «-5 В».

Конечно, на практике сложно представить себе блок питания АТХ, способный передать всю мощность по каналу «-5 В» – в современных материнских платах это напряжение уже не используется, и реальный блок питания может даже не иметь такого канала. Однако это ограничение касается уже кон-

кретной реализации оборудования. Если изначально спроектировать блок питания так, чтобы канал «-5 В» мог пропускать через себя всю мощность, тогда это будет вполне возможно, при этом все остальные напряжения будут находиться в пределах допустимых значений без использования дополнительных стабилизаторов.

## SIMO-преобразователи – когда нет места

Дроссель обоснованно является самым большим и тяжелым элементом импульсных преобразователей, ведь в его магнитопроводе должен «поместиться» определенный запас энергии. Размеры и масса дросселя пропорциональны величине его энергетической емкости, однако эта зависимость существует, начиная с некоторого минимального значения. Для маломощных приложений размеры индуктивных элементов зависят не от энергетических характеристик, а от уровня технологий производства, ведь изготовить малогабаритный дроссель или трансформатор, состоящий из множества разнородных материалов, очень сложно. Поэтому дроссель или трансформатор для преобразователя мощностью 1 мВт будет иметь приблизительно такие же размеры, как и для преобразователя мощностью на три порядка больше – 1 мВт.

До недавнего времени это ограничение было не критичным. Однако с каждым годом на рынке становится все больше малогабаритных электронных устройств, состоящих

из разнородных узлов, каждому из которых, в общем случае, может потребоваться свое питающее напряжение. Например, микроконтроллеры для устройств Интернета вещей могут питаться напряжением, которое может динамически изменяться в диапазоне 1.6...3.3 В, а для обеспечения требуемой дальности связи по радиointерфейсу приемопередатчик носимого устройства должен питаться напряжением не менее 3 В. Вот и получается, что в современных фитнес-браслетах, беспроводных наушниках, интел-

лектуальных часах и прочих ультракомпактных атрибутах нашей современности необходима развитая многоканальная подсистема питания, для размещения которой внутри корпуса устройства физически нет места.

Впрочем, нет места не для всей системы электропитания – нет места только для ее индуктивных элементов. Если не считать дросселей и трансформаторов, то при подобных уровнях мощности все остальные компоненты, включая контроллеры, силовые ключи и драйверы, можно упаковать в мик-

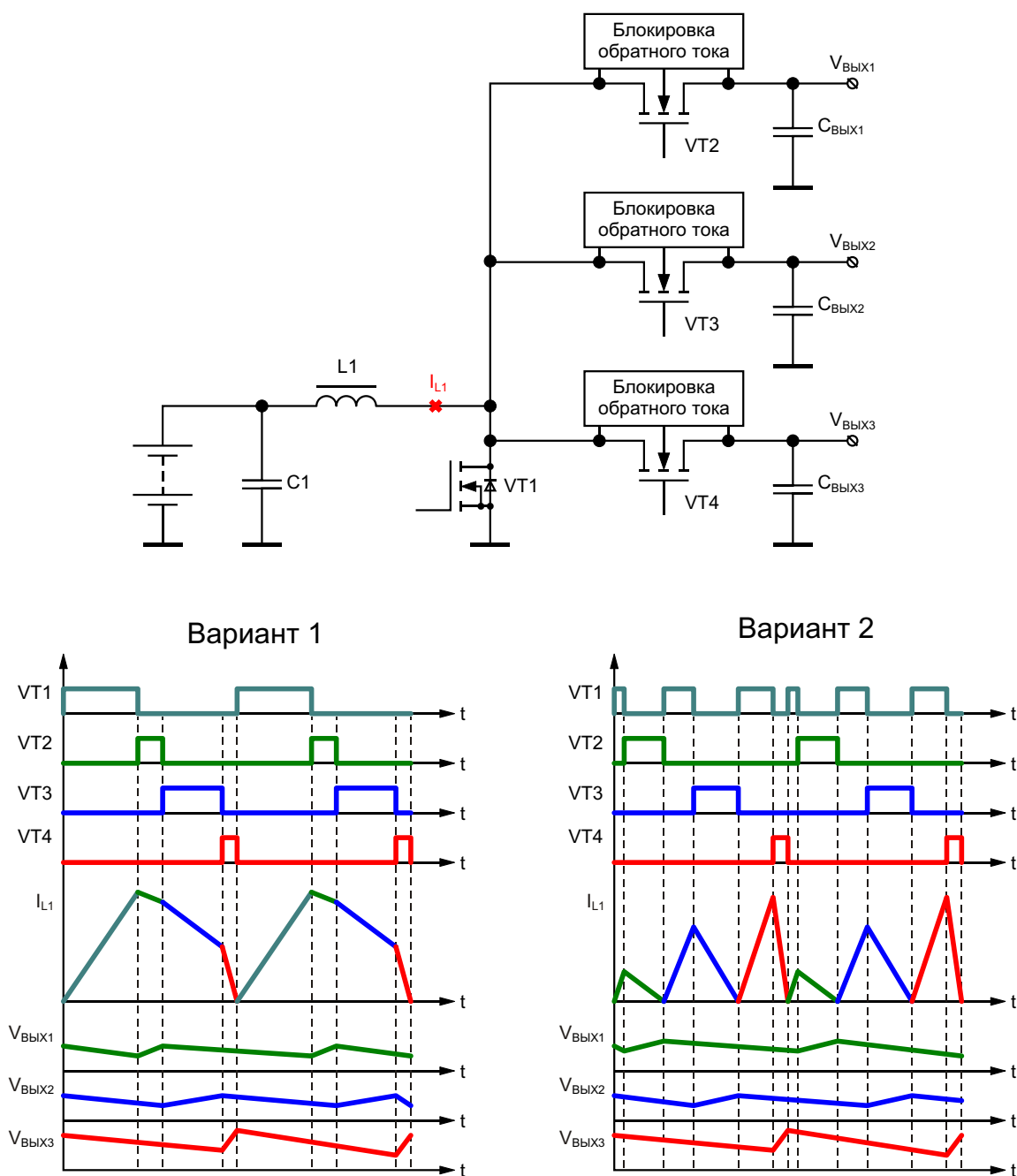


Рисунок 9. Схема и принцип работы повышающего SIMO-преобразователя.

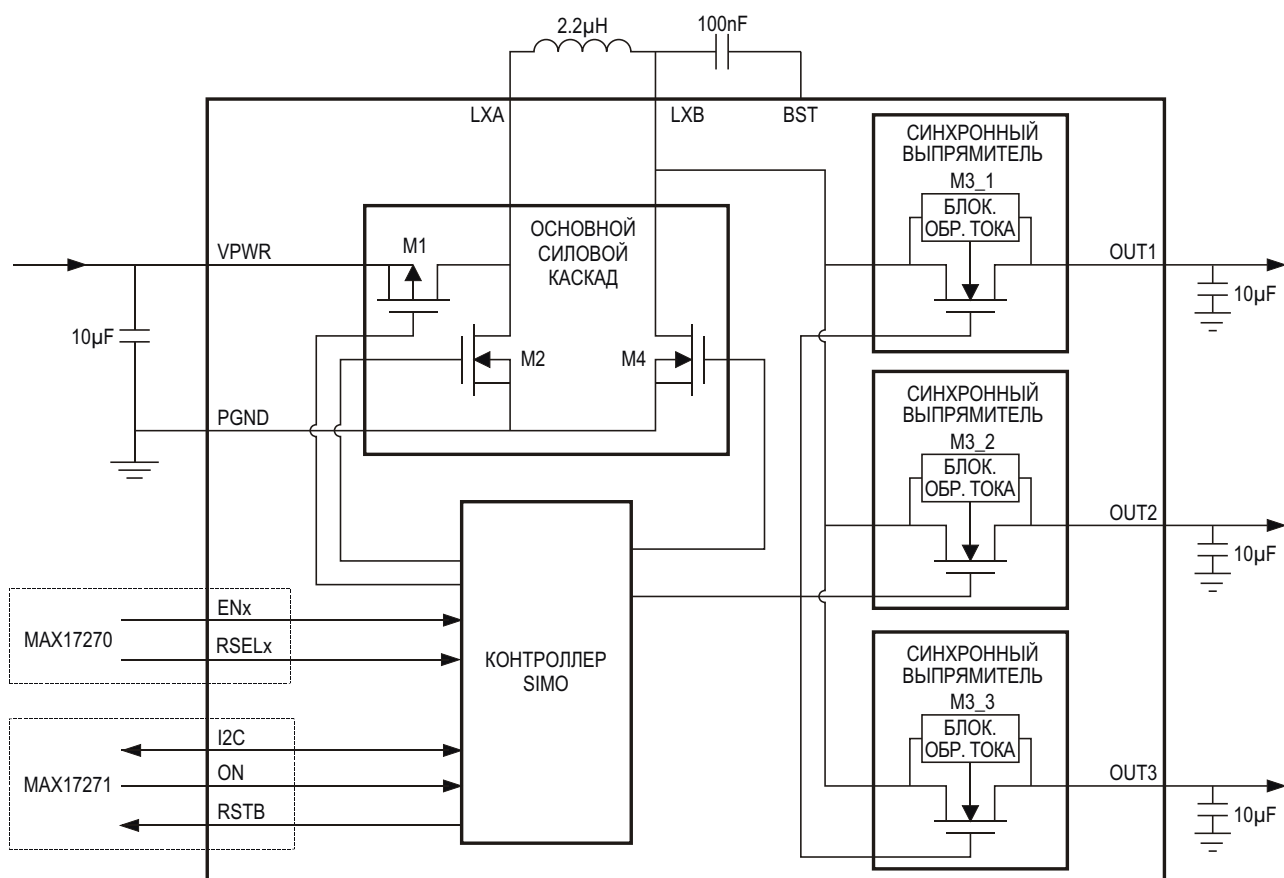
росхему объемом всего несколько кубических миллиметров. А вот с индуктивными элементами так не получится. Даже при использовании самых миниатюрных приборов их общий объем может во много раз превысить объем и массу всех остальных компонентов.

Поэтому производители электронных компонентов, пошли на хитрость и разработали особый тип многоканальных преобразователей с одним дросселем, известные в литературе под аббревиатурой SIMO (Single-Inductor Multiple-Output). Преобразователям, изготовленным по этой технологии, необходим единственный дроссель, который будет использоваться всеми каналами по очереди. При этом возможны два варианта работы преобразователя (Рисунок 9): когда дроссель вначале накапливает энергию сразу для всех каналов, а затем по очереди отдает ее в нагрузки (Вариант 1) и когда циклы преобразования (заряд-разряд дросселя) происходят по очереди для каждого канала (Вариант 2). Наибольшее распространение на практике получил именно второй вариант, при этом порядок и очередность использова-

ния общего дросселя определяются контроллером в зависимости от текущих потребностей каналов.

Переход на последовательное преобразование энергии разными каналами позволил ощутимо уменьшить размеры подсистемы питания для устройств, работающих от батарей. Очевидно, что при использовании этой технологии необходимо ориентироваться только на специализированные микросхемы – сборка подобного преобразователя на дискретных элементах не имеет никакого смысла.

На сегодняшний день контроллеры SIMO-преобразователей выпускаются многими ведущими производителями электронных компонентов. Например, компания Maxim Integrated предлагает целое семейство микросхем с разным набором дополнительных функций, позволяющих развернуть полноценную систему электропитания с использованием минимального количества внешних компонентов. Одними из самых простых SIMO-контроллеров этой компании являются микросхемы MAX17270/MAX17271, с помощью



**Рисунок 10.** Трехканальный SIMO-преобразователь на основе MAX17270/MAX17271.

которых можно создать трехканальную систему питания на основе единственного дросселя (Рисунок 10).

Силовая часть микросхем MAX17270/MAX17271 построена по понижающе-повышающей схеме, позволяющей формировать из входного напряжения 2.7...5.5 В три различных выходных напряжения в диапазоне 0.8...5.175 В, которые могут быть как больше, так и меньше входного. Микросхемы MAX17270 и MAX17271 имеют одинаковые электрические характеристики и отличаются только способом управления. В MAX17270 выходные напряжения и максимальный выходной ток каждого канала устанавливаются с помощью внешних резисторов, а MAX17271 имеет интерфейс I<sup>2</sup>C, позволяющий не только более гибко настраивать систему, но и контролировать ее состояние в реальном времени с возможностью динамического изменения конфигурации.

Минимальное количество внутренних узлов позволило разместить кристаллы этих микросхем в миниатюрных 16-выводных корпусах WLP с размерами всего 1.77 мм × 1.77 мм × 0.5 мм. Силовая часть преобразователя содержит лишь пять внешних конденсаторов и единственный дроссель с индуктивностью 2.2 мкГн. Все это делает SIMO-системы одними из самых компактных, позволяя с их помощью решить основную проблему приложений с ограниченным объемом – проблему свободного места.

## Заключение

Формирование нескольких напряжений с помощью одного индуктивного элемента не является ни новым, ни специфическим направлением в силовой преобразовательной технике. Как видно из статьи, преобразователи с общим дросселем активно используются на практике и распространены не меньше, чем «классические» схемы. Однако самой интересной особенностью связывания каналов через магнитное поле является то, что таким образом можно решить самые разные задачи, начиная от чисто технических, таких как перераспределение энергетических потоков, и заканчивая возможностью уменьшения вещей, которые, на первый взгляд, уменьшить уже невозможно.

Эта статья не претендует на информационную полноту – в ней даже не приведен список источников, а некоторые схемы, например, компьютерного блока питания, очень сильно упрощены, что может вызвать обоснованную критику со стороны читателей. Основной задачей статьи является попытка показать общие моменты в совершенно разных преобразователях, не похожих ни по диапазону мощностей, ни по целевому назначению. И, кто знает, может кто-то из читателей, вдохновившись этим материалом, вдруг предложит новый вариант решения какой-нибудь злободневной технической проблемы, и тогда мне, или кому-нибудь другому, придется эту статью переписать. **PL**



# Экосистема MEAN WELL

## Решения для любых задач электропитания



**ВЕБИНАР 20.05.2021**



### Программа вебинара:

- Интересные и уникальные новинки продукции и их особенности
- Весь спектр продукции AC/DC-, DC/DC- и DC/AC
- Блоки с KNX-управлением
- Специальные блоки и модули
- Технические и медийные сервисы компании MEAN WELL

**ПОДРОБНЕЕ О ВЕБИНАРЕ**

# СКОЛЬКО СТОИТ ВАТТ ПОТЕРЬ?



*Александр Русу, Одесса, Украина*

**К**оэффициент полезного действия (КПД) и его аналоги, например, светоотдача светодиодов, входят в число важнейших характеристик любого устройства, ведь они определяют какое количество энергии будет потеряно в процессе выполнения полезной работы. Поскольку теряемая энергия чаще всего превращается в тепловую, то КПД косвенно определяет и размеры устройства, ведь выделение большого количества тепла в малом объеме с большой вероятностью приведет к повреждению компонентов системы. Поэтому неудивительно, что все ведущие производители источников питания работают над постоянным улучшением КПД своей продукции. И если в каком-либо модуле этот параметр удастся улучшить хоть на одну десятую процента по сравнению с аналогами других производителей, то это сразу становится его конкурентным преимуществом и указывается большим шрифтом во всех рекламных материалах.

С точки зрения физики, уменьшить потери до нуля невозможно, поскольку все электротехнические материалы неидеальны. Например, любой проводник в обычных условиях имеет некоторое сопротивление, поэтому при протекании по нему электрического тока он будет неизбежно нагреваться. Однако производитель может установить в устройстве дешевый тонкий провод, в котором энергия будет теряться со скоростью, например, 100 мВт, а может использовать и более дорогой – с меньшим сопротивлением – в котором при тех же условиях будет выделяться только 1 мВт тепла. Поэтому на результирующее

значение КПД готового устройства оказывают влияние не только физические ограничения, но и экономические факторы.

Таким образом, чаще всего более качественное устройство оказывается еще и более дорогим, и конечный потребитель постоянно сталкивается с проблемой выбора: «отлично и дорого» или «дешево и сердито». В некоторых случаях выбор очевиден. Например, в ультракомпактных устройствах с автономным питанием, таких как смартфоны или фитнес-браслеты, использование узлов с малым КПД окажется недопустимым расточительством. Но что делать, когда в устройстве нет жестких ограничений по габаритам и массе, а разница в цене двух почти одинаковых модулей питания с КПД, отличающимися на доли процента, оказывается достаточно большой? Есть ли здравый смысл в погоне за высокой энергетической



**Рисунок 1.** Внешний вид демонстрационной платы CRD-060DD12P.

**Таблица 1.** Характеристики транзисторов, принимавших участие в эксперименте

Транзистор	C2M1000170D	STW4N150	2SK2225
Полупроводник	Карбид кремния (SiC)	Кремний (Si)	Кремний (Si)
Максимальное напряжение сток-исток, В	1700	1500	1500
Напряжение лавинного пробоя, В	1800	—	—
Максимальный ток стока (при 25 °С), А	5	4	2
Сопротивление открытого канала (при 150 °С), Ом	2	9	20
Выходная емкость, пФ	14	120	60
Максимальная температура кристалла, °С	> 150	150	150
Корпус	ТО-247	ТО-247, ТО-220	ТО-247
Средняя цена, руб.	600 (260...936)	235 (90...380)	237 (75...400)

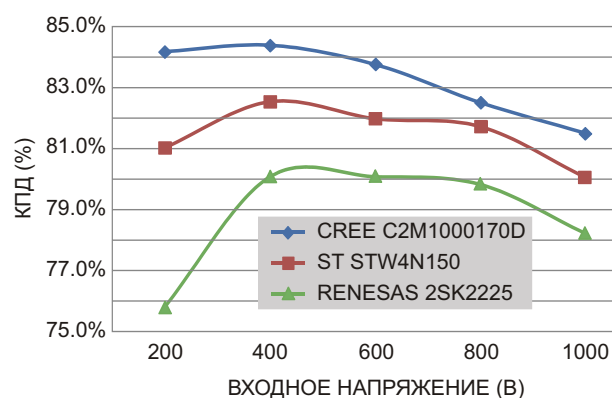
эффективностью, или можно удовлетвориться, пусть не столь высокотехнологичными, но более дешевыми решениями?

Например, не так давно компания Wolfspeed – одно из ведущих подразделений компании CREE – в рамках поддержки новых продуктов выпустила демонстрационную плату CRD-060DD12P (Рисунок 1), предназначенную для ускорения разработки вспомогательных источников питания. На плате собран готовый преобразователь постоянного напряжения, выполненный по классической обратнотокходовой схеме, с двумя изолированными выходными каналами, общая мощность которых может достигать 60 Вт. Основное назначение платы CRD-060DD12P – питание схем управления, драйверов силовых транзисторов, систем принудительного охлаждения и прочей вспомогательной электроники, используемой в преобразователях зарядных станций электротранспорта, инверторах солнечных электростанций или аналогичных силовых установках мощностью до нескольких сотен киловатт. Поскольку при таких мощностях напряжение основной питающей шины не может быть низким, то данная плата имеет расширенный диапазон входного напряжения – 200...1000 В, что позволяет подключать ее как к выходу сетевых выпрямителей, так и непосредственно к каскадам солнечных батарей.

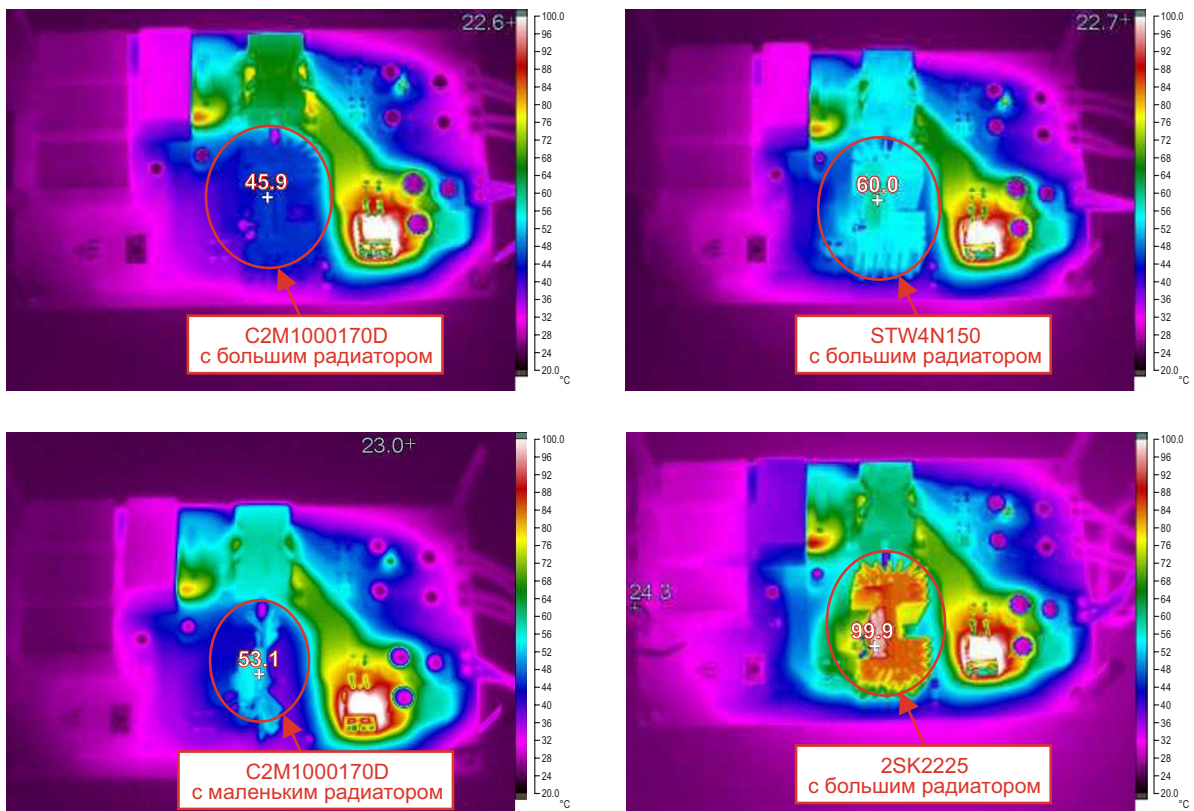
Ключевой особенностью платы CRD-060DD12P является использование на первичной стороне новых карбид-кремниевых 1700-вольтовых полевых транзисторов C2M1000170D производства Wolfspeed. Поскольку транзисторы на этом типе полупроводника пока еще только начинают использоваться в силовой электронике и отличаются

по цене от существующих кремниевых аналогов, производитель делает акцент на высокой эффективности данного решения. Для доказательства этого компания Wolfspeed провела эксперимент, в котором в одной и той же плате вместо C2M1000170D были установлены транзисторы других производителей (Таблица 1).

Результаты измерений (Рисунок 2) показали, что при использовании карбид-кремниевых транзисторов C2M1000170D КПД преобразователя был больше во всем диапазоне питающих напряжений, что является весомым аргументом в защиту новых технологий. Для большей наглядности компания Wolfspeed привела термограммы плат (Рисунок 3), снятые при одинаковых входных напряжениях, выходной мощности и температурах окружающей среды. Из фотографий видно, что температура корпуса карбид-кремниевых транзисторов, даже при использовании радиаторов меньшей площади, оказывается меньше, чем при использовании традиционных кремниевых MOSFET. Таким



**Рисунок 2.** Результаты измерений КПД платы CRD-060DD12P при использовании транзисторов различных производителей.



**Рисунок 3.** Термограммы платы CRD-060DD12P при использовании транзисторов различных производителей (входное напряжение 1000 В, выходная мощность 60 Вт).

образом, простая замена транзистора на более совершенный позволит ощутимо улучшить энергоэффективность импульсного преобразователя. А если учесть, что карбид-кремниевые приборы могут работать при более высоких частотах переключения, чем кремниевые аналоги, то подобная замена, позволит еще и повысить уровень удельной мощности преобразователей.

Но если внимательно проанализировать зависимости КПД (Рисунок 2), то окажется, что в худшем случае – при входном напряжении 800 В и использовании вместо C2M1000170D кремниевого транзистора STW4N150 – выигрыш в КПД составит всего 0.7% (82.5% – для C2M1000170D и 81.8% – для STW4N150). А вот их стоимость может значительно отличаться. Анализируя цены электронных компонентов, доступные на сайте «РадиоЛоцман», можно увидеть, что на момент написания статьи средняя цена на транзистор C2M1000170D почти в три раза больше, чем у его кремниевого аналога STW4N150. Так не окажется ли подобная «экономия» слишком «неэкономной»? Есть

ли реальный смысл во внедрении передовых технологий, если разница в КПД составит меньше одного процента?

Рассмотрим худший случай (в данном случае – для компании Wolfspeed), когда преобразователи работают при выходной мощности  $P_{\text{ВЫХ}} = 60$  Вт и входном напряжении 800 В. В этом режиме КПД преобразователя, использующего карбид-кремниевый транзистор Wolfspeed (условно назовем его Преобразователь 1), равен  $\eta_1 = 82.5\%$ , а преобразователя на основе кремниевого транзистора STMicroelectronics (Преобразователь 2) –  $\eta_2 = 81.8\%$ .

При таких уровнях КПД мощность потерь  $P_{\text{ПОТ}}$  будет равна:

$$\begin{aligned}
 P_{\text{ПОТ1}} &= P_{\text{ВЫХ}} \frac{1}{\eta_1} - P_{\text{ВЫХ}} = 60 \frac{1}{0.825} - 60 = 12.73 \text{ Вт}, \\
 P_{\text{ПОТ2}} &= P_{\text{ВЫХ}} \frac{1}{\eta_2} - P_{\text{ВЫХ}} = 60 \frac{1}{0.818} - 60 = 13.35 \text{ Вт}.
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

Разницу потерь  $P_{\text{пот}}$  можно определить по формуле:

$$\frac{P_{\text{пот2}}}{P_{\text{пот1}}} = \frac{13.35}{12.73} = 1.048 \quad (2)$$

0.62 Вт.

То есть, разница в потерях составляет менее одного ватта. Много это или мало?

Стоимость одного киловатт-часа зависит от страны, конкретного региона и конкретного потребителя и может колебаться в широких пределах. Например, для юридических лиц с максимальной потребляемой мощностью до 670 кВт, получающих электроэнергию от Мосэнергосбыта, тариф на электроэнергию равен приблизительно  $T_{\text{эл}} = 6$  руб/кВт ч.

Если предположить, что Преобразователь 1 и Преобразователь 2 имеют абсолютно одинаковые схему и печатную плату и отличаются только одним элементом – силовым транзистором, то разница в цене преобразователей  $C$  будет равна:

$$C = C_1 - C_2 = 600 - 235 = 365 \text{ руб.}, \quad (3)$$

где  $C_1$ ,  $C_2$  – соответственно, средняя цена транзисторов C2M1000170D и STW4N150 (Таблица 1).

Для того, чтобы подобная замена была экономически выгодна, необходимо чтобы преобразователь «сэкономил» количество энергии, равное  $E_{\text{ЭК}}$ :

$$E_{\text{ЭК}} = \frac{C}{T_{\text{эл}}} = \frac{365}{6} = 61 \text{ кВт ч.} \quad (4)$$

Этому количеству энергии соответствует время непрерывной работы оборудования равное  $T_{\text{РАБ}}$ :

$$T_{\text{РАБ}} = \frac{E_{\text{ЭК}}}{P_{\text{пот}}} = \frac{61}{0.00062} = 100,000 \text{ ч.} \quad (5)$$

Реальное время, за которое оборудование поработает 100 тысяч часов, зависит от режима работы (Таблица 2), но даже по самым оптимистическим прогнозам, когда силовая установка будет работать круглосуточно, пройдет не менее 11 лет, прежде чем подобная замена будет экономически оправдана.

**Таблица 2.** Время, за которое оборудование проработает 100,000 часов

Режим работы	Время
Круглосуточный (24/7)	11.4 лет
Половина суток (12/7)	22.8 лет
40 часов в неделю (8/5)	48 лет

Получается, что в новых технологиях нет особого экономического смысла. Действительно, далеко не каждая силовая установка сможет проработать безотказно 100 тысяч часов, ведь кроме силовых транзисторов в ней используются и другие радиоэлементы, в первую очередь электролитические конденсаторы, срок службы которых обычно на порядок меньше. Да и за 11 лет эта техника может морально устареть и ее утилизируют намного раньше этого срока.

Однако не стоит делать поспешных выводов, ведь в произведенных расчетах используется слишком много допущений, каждое из которых может оказаться ошибочным.

Начнем со стоимости транзисторов. Карбид-кремниевые транзисторы пока еще являются относительно новой элементной базой, и многие производители электронной техники пока еще только присматриваются к этой технологии. Из-за этого спрос на подобные радиоэлементы пока невелик, и они не всегда есть в наличии даже у крупных мировых дистрибьюторов электронных компонентов. Из-за этого цена на них, зависящая, в первую очередь, от размера партии, колеблется в значительных пределах. Например, на сайте Arrow Electronics при больших заказах транзисторы C2M1000170D можно приобрести по цене 4 USD за штуку, в то время как STW4N150 обойдутся приблизительно по 3.22 USD (разница в цене – 0.78 USD). На сайте Digi-Key, даже при больших заказах, разница в цене будет составлять всего 0.05 USD (C2M1000170D – 4.92 USD, STW4N150 – 4.87 USD). По данным с сайта FindChips наименьшую цену на транзисторы STW4N150 предлагают на сайте Avnet Asia – там они стоят 1.88 USD при заказе более 30 тысяч приборов. Таким образом, если выбирать поставщиков, предлагающих максимально низкую цену, то разница в стоимости транзисторов составит  $4 - 1.88 = 2.12$  USD (157 руб. при курсе 74 руб/USD). Это в 2.3 раза меньше значения, рассчитанного по форму-

ле (3). Из-за этого срок, для которого замена транзистора окажется экономически выгодной, уже уменьшится до  $100/2.3 = 43.5$  тысяч часов, или приблизительно 5 лет при круглосуточном режиме работы.

Поскольку на транзисторе C2M1000170D, согласно термограммам (Рисунок 3), выделяется меньше тепла, то для его охлаждения можно использовать радиатор меньшей площади, что, в свою очередь, теоретически, позволит уменьшить площадь печатной платы. Поэтому предположение об абсолютно одинаковых преобразователях, собранных на абсолютно одинаковых печатных платах и элементной базе, скорее всего, также ошибочно, и остальные компоненты схемы на основе C2M1000170D обойдутся дешевле, чем при использовании STW4N150. Однако оценить эту разницу количественно, в данном случае, достаточно сложно, поскольку точных данных о радиаторе меньшей площади, использованном в эксперименте, к сожалению, нет.

Не следует также забывать, что расчеты были выполнены для «худшего» случая, когда разница в тепловыделении между двумя преобразователями минимальна. Если источник питания будет большую часть времени работать при другом входном напряжении, то и разница в величине потерь будет больше. Кроме того, вряд ли в реальной аппаратуре вспомогательный источник питания будет основную часть времени работать при полной нагрузке. Скорее всего, он будет нагружен в среднем на 50...60%, а это значит, что разница в КПД может оказаться еще больше, ведь карбид-кремниевые транзисторы имеют меньшие значения паразитных емкостей, а, следовательно, и меньший уровень динамических потерь. И это будет сказываться именно при уменьшении мощности, поскольку в этом случае динамические потери будут преобладать над статическими. Поэтому разница в величине потерь на уровне 0.62 Вт взята исключительно ради сохранения объективности и непредвзятости. Да и результатов других экспериментов, например, по оценке величины собственного энергопотребления этих плат, к сожалению, нет.

И последний, но очень важный момент. Цена на электроэнергию зависит от страны,

региона, поставщика и потребителя. Если взять в качестве примера Германию, имеющую одну из самых высоких цен на электроэнергию, то окажется, что при тарифе для предприятий 0.26 USD/кВт ч для того, чтобы замена транзистора была экономически выгодной, необходимо сэкономить всего  $2.12/0.26 = 8.15$  кВт ч. При разнице потерь 0.62 Вт для этого потребуется всего  $8.15/0.00062 = 13$  тысяч часов, что при круглосуточном графике работы составит менее двух лет. А если учесть, что стоимость электричества, как и других энергоносителей из-за глобального экологического кризиса будет только расти, эта цифра будет еще меньше.

Таким образом, в данном случае использование новых технологий может быть экономически выгодно и их следует использовать. Однако экономические расчеты, в отличие от физических, зависят от множества факторов, которые иногда достаточно сложно определить, а еще сложнее – спрогнозировать (существующая ситуация с коронавирусом является тому реальным подтверждением). Из-за этого стоимость ватта потерь значительно зависит от страны, региона, предприятия и даже от конкретного целевого назначения одной и той аппаратуры. В данном случае (нужно же ответить на вопрос, вынесенный в заголовок статьи), в Москве ватт потерь будет стоить 0.6 коп/ч (0.000078 USD/ч), а в Берлине – 0.00026 USD/ч, что в 3.33 раза дороже. А еще не следует забывать, что экономические взаимоотношения зависят, в первую очередь, от людей, которые, при желании, всегда смогут договориться, и ватт потерь, в общем случае, может обойтись совершенно бесплатно. **РЛ**

## Список источников

1. [60W Auxiliary Power Supply Demonstration board](#)
2. [SiC MOSFET 1700 В как ключевой элемент вспомогательных источников питания](#)
3. [Цены на радиоэлементы на сайте РадиоЛоцман](#)
4. [Цены на радиоэлементы на сайте FindChips](#)
5. [Тарифы на электроэнергию для потребителей с максимальной мощностью до 670 кВт](#)
6. Список стран по стоимости электроэнергии (Википедия)

# Простой метод проверки емкости аккумулятора

Adem Kaya

EDN

**В** большинстве портативных устройств применяются щелочные батареи или аккумуляторы, и измерение их емкости является важной функцией таких конструкций. Однако чаще всего использование микросхемы контроля уровня заряда батареи может быть непозволительной роскошью для бюджетных проектов. Вот более простая и менее дорогая альтернатива.

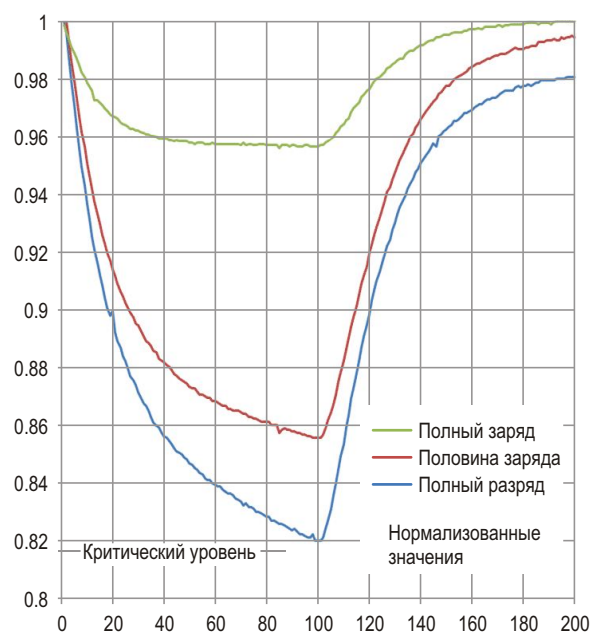
Сегодня даже самые дешевые микроконтроллеры часто содержат в себе модуль аналого-цифрового преобразователя (АЦП), который не используется постоянно из-за (относительно) низкого разрешения и высокого уровня шумов. Но одного из этих неиспользуемых внутренних каналов АЦП вполне достаточно, чтобы провести тест и решить, пригодна ли еще батарея для использования или нет.

Метод определения состояния аккумулятора, называемый электрохимическим динамическим откликом (ЭДО) [1], был запатентован компанией Cadex Electronics [2].

ЭДО сравнивает текущее состояние батареи под нагрузкой с сохраненными параметрами, характеризующими батарею, прикладывая к ней импульсную нагрузку и оценивая время реакции батареи на скачкообразное воздействие и последующее восстановление. Различия в характере спада и восстановления при различном уровне заряда батареи наглядно демонстрирует Рисунок 1. Есть

несколько причин различий в характере реакции разряженной батареи. Одна из них – повышенное внутреннее сопротивление.

При использовании теории ЭДО выборка напряжения батареи для определения минимального уровня заряда в определенное время, например, в момент максимального потребления энергии, дает информацию о состоянии батареи. Начальный отрезок вре-

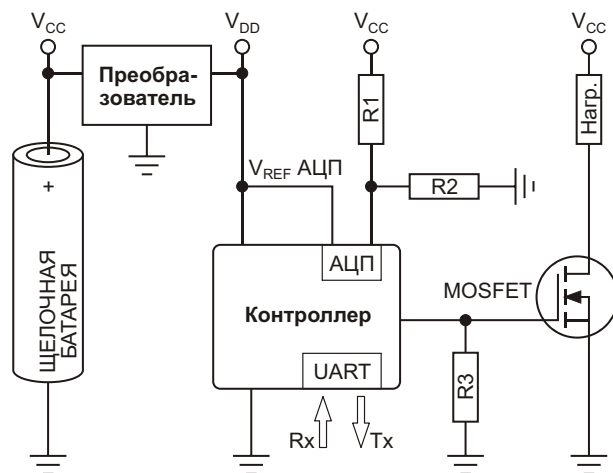


**Рисунок 1.** Сравнение реакций аккумуляторов на кратковременный импульс нагрузки при различных уровнях заряда демонстрирует их различия ЭДО.

мени после первого включения системы, также известный как «приветствие», является особенно подходящим для измерения состояния батареи. До того, как система будет полностью нагружена, может показаться, что уровень заряда батареи находится на безопасном рабочем уровне, но если батарея сильно разряжена, напряжение может моментально упасть ниже допустимого порога, как только нагрузка достигнет максимума. Без выполнения теста ЭДО устройство запустится в нормальном режиме, но неконтролируемо отключится (то есть напряжение упадет до критического уровня, отмеченного на Рисунке 1) при первой же большой нагрузке.

Упрощенная схема реализации теста ЭДО показана на Рисунке 2. Сопротивление нагрузочного резистора выбирается таким, чтобы представлять полную нагрузку системы, поэтому в каждой системе оно может быть разным. В системе, данные для которой представлены в этой статье, использовалось значение 10 Ом. Резисторы R1 и R2 служат делителем для измерения напряжения батареи  $V_{CC}$ , а повышающий преобразователь гарантирует, что опорное напряжение АЦП  $V_{REF}$  останется неизменным даже в том случае, если напряжение батареи упадет во время теста. R3 – это подтягивающий резистор для затвора переключающего транзистора.

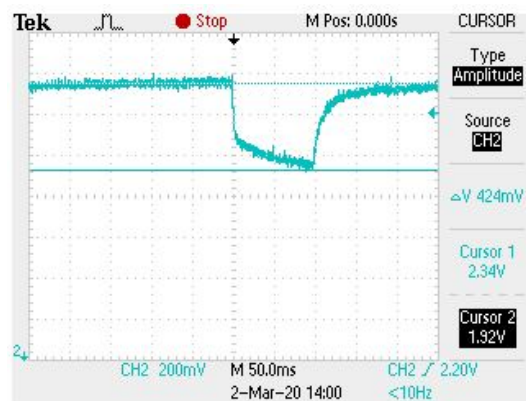
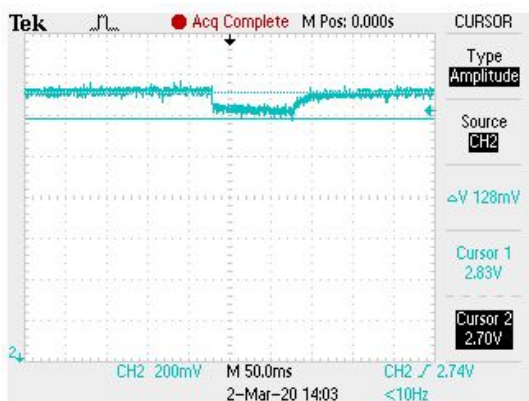
Тестовая система измеряет напряжение батареи в течение периода времени, установленного равным примерно 200 миллисекундам. Под управлением программы MOSFET включается только на половину периода измерения, а затем выключается. Это позволяет



**Рисунок 2.** На этой упрощенной схеме показан общий подход к реализации теста ЭДО.

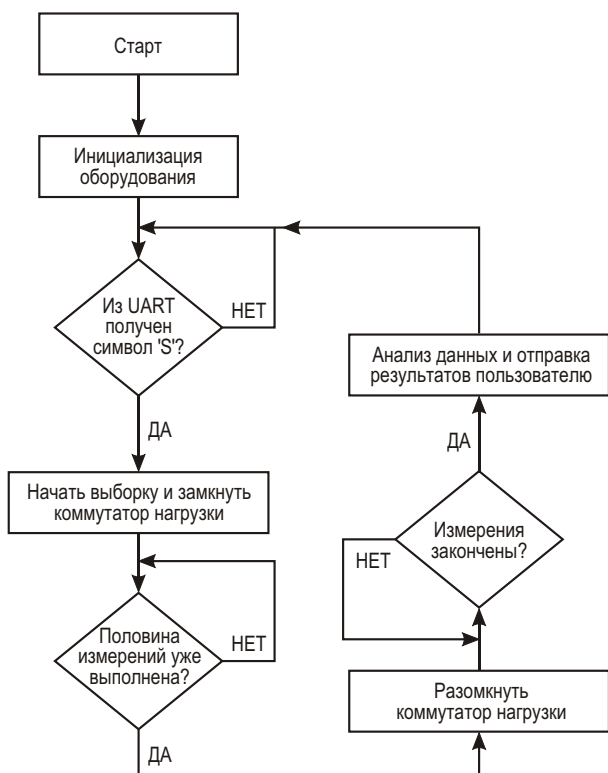
системе измерять как напряжение при полной нагрузке, так и время восстановления батареи при минимальной нагрузке. (Время измерения может быть изменено в прошивке, но я обнаружил, что для адекватной оценки состояния батареи 200 мс было достаточно). По завершении измерений результаты могут быть считаны через канал UART.

В примере системы, собранной для демонстрации метода ЭДО, я использовал две щелочные батареи AA, что давало максимальное напряжение  $V_{CC}$ , равное 3.2 В. Повышающий преобразователь стабилизирует напряжение  $V_{DD}$  на уровне 3.6 В. В нормальном режиме система потребляет 55 мА, однако при полной нагрузке ток возрастает до 127 мА. Осциллограммы, снятые во время тестирования системы при использовании «хорошей» (Рисунок 3а) и «плохой» (Рису-



**Рисунок 3.** Проверка напряжения батареи под нагрузкой показывает значительные различия между реакцией полностью заряженной (а) и почти разряженной (б) батареи.





**Рисунок 4.** Алгоритм теста ЭДО, блок-схема которого показана на этом рисунке, подключает нагрузку, производит выборки напряжения в течение половины времени тестирования, а затем отключает нагрузку и прекращает выборку напряжений.

нок 3б) батарей, демонстрируют, насколько значительными могут быть различия в напряжении под нагрузкой.

Пример конструкции, которую я использовал в некоторых своих проектах, основан на микроконтроллере STM32F303, программа для которого написана на C с использованием интегрированной среды разработки Keil. Программу можно найти на странице GitHub [3].

Блок-схема тестового алгоритма представлена на Рисунке 4. Тест запускается, когда UART получает символ «S». Частота

выборки АЦП установлена равной 250 Гц, а период тестирования, как упоминалось ранее, составляет примерно 200 мс.

Эта программа просто выполняет тест и собирает данные. Вариантов использования данных очень много. В простейшем случае можно сравнивать минимальное значение данных с безопасным уровнем рабочего напряжения системы, который также называется критическим уровнем. Если во время теста напряжение батареи приближается к критическому уровню, можно предупредить пользователя системы о том, что пришло время заменить батарею.

Можно написать более полный алгоритм для точного определения состояния батареи, например, для индикации уровня ее заряда. Однако для того, чтобы обновлять и показывать пользователю правильную информацию о батарее на дисплее или индикаторе, полученные данные должны быть отфильтрованы. Колебания нагрузки делают необработанные данные совершенно бесполезными без надлежащей фильтрации. Фильтр с медленной бесконечной импульсной характеристикой (БИХ-фильтр) хорошо сгладит сигнал.

Таким образом, благодаря методу ЭДО с помощью простейшего АЦП микроконтроллера можно без больших затрат определить состояние батареи. Измерения параметров батареи в течение примерно 200 мс во время начального включения питания достаточно для проведения базового теста работоспособности батареи практически в любой системе. **PL**

## Ссылки

1. [Battery Rapid-test Methods](#)
2. [Pulse-discharge battery testing methods and apparatus](#), U.S. Patent No. 7,622,929.
3. [EDR\\_method\\_test\\_code/Source/](#)

# Добавление гистерезиса для мягкой блокировки при пониженном и повышенном напряжении источника питания

*Pinkesh Sachdev*

*Analog Dialogue*

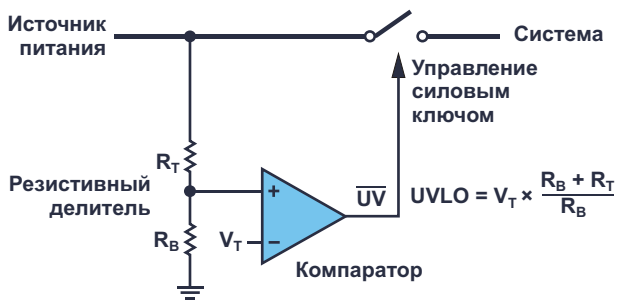
Резистивные делители ослабляют высокое напряжение до уровня, который без перегрузки или повреждения могут выдержать низковольтные цепи. В схемах управления питанием резистивные делители используются для установки порогов блокировки при пониженном и повышенном напряжении источника. Такие схемы квалификации напряжения питания встречаются в автомобильных системах, портативных приборах с батарейным питанием, а также на печатных платах устройств обработки данных и информационного обмена.

Блокировка при пониженном напряжении (undervoltage lockout, UVLO) не позволяет последующим электронным устройствам работать при аномально низком напряжении источника питания, что может стать причиной неисправности системы. Например, цифровое оборудование может работать нестабильно или даже зависать, если их напряжение питания ниже разрешенного технической документацией. Когда источником питания является аккумуляторная батарея, блокировка при пониженном напряжении предотвращает повреждение батареи из-за глубокого разряда. Блокировка при повышенном напряжении (overvoltage lockout, OVLO) защищает систему от катастрофически высоких напряжений питания. Поскольку пороги пониженного и повышенного напряжения зависят

от допустимого рабочего диапазона системы, для установки различных пользовательских порогов при одной и той же схеме управления используются резистивные делители. Для обеспечения плавной и бездребезговой блокировки, даже при наличии шумов или сопротивления источника питания, пороги должны иметь гистерезис. После обсуждения простой схемы UVLO/OVLO в этой статье будут представлены несколько простых методов добавления гистерезиса порогов, что бывает необходимо, когда значения по умолчанию не соответствуют требованиям приложения.

## Схемы блокировки при пониженном и повышенном напряжении питания

На Рисунке 1 показана схема блокировки при пониженном напряжении (пока без гистерезиса). Она имеет компаратор с положительным опорным напряжением ( $V_T$ ) на инвертирующем входе. Компаратор управляет силовым переключателем, который замыкает или размыкает путь между входом источника питания и последующими цепями электронной системы. Неинвертирующий вход компаратора подключен к резистивному делителю входного напряжения. Когда питание включено, и напряжение начинает нарастать от 0 В, уровень сигнала на выходе компаратора изначально низкий, и ключ остается разомкнутым. Переключение компаратора



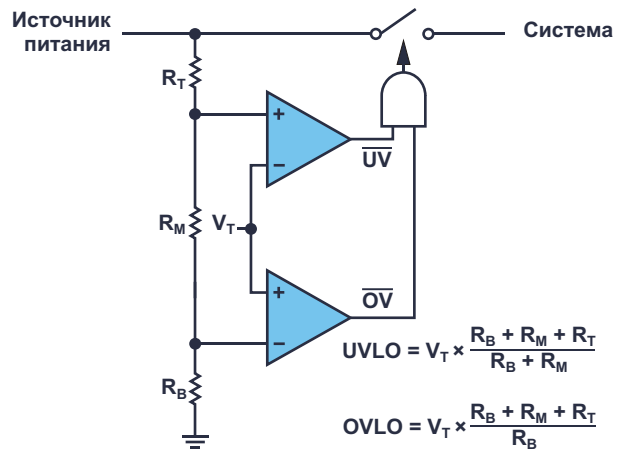
**Рисунок 1.** Схема блокировки при пониженном напряжении источника питания, в которой используются резистивный делитель, компаратор и силовой коммутатор.

происходит, когда напряжение на его неинвертирующем входе достигает  $V_T$ . В этот момент ток в нижнем резисторе равен  $V_T/R_B$ . Тот же ток протекает и через  $R_T$ , если компаратор не имеет входного тока смещения. Поэтому напряжение питания в момент срабатывания компаратора равно

$$V_T \cdot R_T \cdot \frac{V_T}{R_B} = V_T \cdot \frac{R_B + R_T}{R_B}$$

Это порог UVLO, установленный резистивным делителем. Например, при  $V_T = 1$  В и  $R_T = 10 \times R_B$  порог UVLO будет равен 11 В. При напряжениях питания, меньших этого порога, уровень выходного сигнала компаратора остается низким, и силовой ключ закрыт; выше порога UVLO ключ замкнут, и через него идет ток питания системы. Порог можно легко настроить, изменив соотношение сопротивлений резисторов  $R_B$  и  $R_T$ . Абсолютные значения сопротивлений резисторов определяются величиной тока, разрешенного для делителя (подробнее об этом позже). Чтобы установить порог OVLO, нужно просто поменять местами два входа компаратора (например, см. нижний компаратор на Рисунке 2) так, чтобы вход с более высоким напряжением установил низкий уровень на выходе компаратора и разомкнул переключатель.

Хотя это и не является предметом внимания данной статьи, заметим, что коммутатор может быть реализован на N- или P-канальном мощном MOSFET. Предшествующее обсуждение основывалось на предположении, что ключ на N-канальном MOSFET размыкается (высокое сопротивление), когда напряжение на его затворе становится низ-



**Рисунок 2.** Схема блокировки при пониженном и повышенном напряжении, использующая общий резистивный делитель.

ким (например, 0 В). Чтобы полностью замкнуть N-канальный MOSFET (низкое сопротивление), напряжение на его затворе должно быть выше напряжения питания хотя бы на величину порогового напряжения, что требует использования зарядового насоса. Контроллеры защиты, такие как LTC4365, LTC4367 и LTC4368, содержат компараторы и зарядовые насосы для управления N-канальными MOSFET и при этом имеют низкий ток покоя. P-канальные MOSFET не нужны в зарядовых насосах, но полярность напряжения затвора меняется на противоположную; то есть при низком напряжении ключ замыкается, а при высоком – размыкается.

Вернемся к резистивным делителям. Цепочка из трех резисторов устанавливает пороги блокировки как при пониженном, так и при повышенном напряжении (Рисунок 2), сокращая суммарный ток делителей по сравнению с вариантом использования двух отдельных цепочек из двух резисторов. Порог UVLO равен

$$V_T \cdot \frac{R_B + R_M + R_T}{R_B + R_M}$$

а порог OVLO равен

$$V_T \cdot \frac{R_B + R_M + R_T}{R_B}$$

Логический элемент «И» объединяет выходные сигналы двух компараторов, прежде чем подать их на мощный ключ. Следо-

вательно, силовой ключ замыкается и питает систему, когда входное напряжение находится между порогами пониженного и повышенного напряжения; в противном случае выключатель разомкнут, и питание системы отключено. Если величина тока, потребляемого делителем, не имеет первостепенного значения, большую гибкость в независимой установке каждого порога обеспечивают отдельные делители для пониженного и повышенного напряжения.

### Блокировки при пониженном и повышенном напряжении питания с гистерезисом

Если в схеме на Рисунке 1 напряжение источника питания нарастает медленно и зашумлено, или источник питания имеет внутреннее сопротивление (как в батарее), из-за которого напряжения падает с увеличением тока нагрузки, при пересечении входным напряжением порога UVLO уровень выходного сигнала компаратора будет многократно переключаться между высокими и низкими значениями. Это происходит потому, что напряжение на неинвертирующем входе компаратора многократно поднимается выше и ниже порога  $V_T$  из-за входных помех или падения напряжения на внутреннем сопротивлении источника питания из-за тока нагрузки. В схемах с батарейным питанием такие колебания могут быть бесконечными. Использование компаратора с гистерезисом устраняет этот дребезг, делая переключение более плавным. Как показано на Рисунке 3, пороги

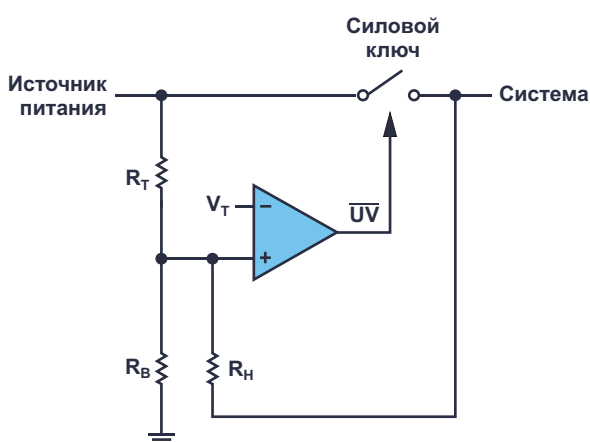
гистерезисного компаратора различны для нарастающего входного напряжения (например,  $V_T + 100$  мВ) и для спадающего (например,  $V_T - 100$  мВ). Гистерезис на уровне входа компаратора масштабируется резисторами  $R_B$  и  $R_T$  до

$$200 \text{ мВ} \frac{R_B R_T}{R_B}$$

на уровне источника питания. Если помехи или провалы напряжения источника питания меньше этого гистерезиса, дребезг будет устранен. Существуют способы добавления или увеличения гистерезиса, если собственный гистерезис компаратора отсутствует или недостаточен. Все эти методы основаны на использовании положительной обратной связи, подключенной к средней точке делителя. В результате, например, при нарастании входного напряжения порог срабатывания компаратора выше, чем при спаде. Для простоты будем считать, что последующие формулы относятся к компаратору, не имеющему внутреннего гистерезиса.

### Резистор между делителем и выходом (Рисунок 3)

Добавим резистор  $R_H$  между средней точкой делителя (неинвертирующим входом компаратора) и выходом коммутатора питания. Когда напряжение источника питания начинает возрастать от 0 В, напряжение на неинвертирующем входе компаратора ниже опорного напряжения  $V_T$ , уровень выходного



**Рисунок 3.** Добавление гистерезиса к порогу блокировки при пониженном напряжении с помощью резистора, соединяющего среднюю точку делителя с выходом коммутатора

сигнала компаратора низкий, и коммутатор питания разомкнут. Предположим, что напряжение на выходе коммутатора равно 0 В из-за подключенной системной нагрузки. Тогда при расчете входного порога резисторы  $R_H$  и  $R_B$  можно считать включенными параллельно. Порог UVLO для нарастающего входного напряжения равен

$$V_T = \frac{(R_B \parallel R_H) R_T}{R_B \parallel R_H},$$

где

$$R_B \parallel R_H = \frac{R_B R_H}{R_B + R_H}.$$

Ключ замыкается выше этого порога, подключая источник питания к системе. Аналогично, при вычислении порога UVLO для спада входного напряжения будем считать включенными параллельно резисторы  $R_H$  и  $R_T$ , поскольку в этом случае коммутатор питания замкнут, и порог равен:

$$V_T = \frac{R_B (R_T \parallel R_H)}{R_B},$$

где

$$R_T \parallel R_H = \frac{R_T R_H}{R_T + R_H}.$$

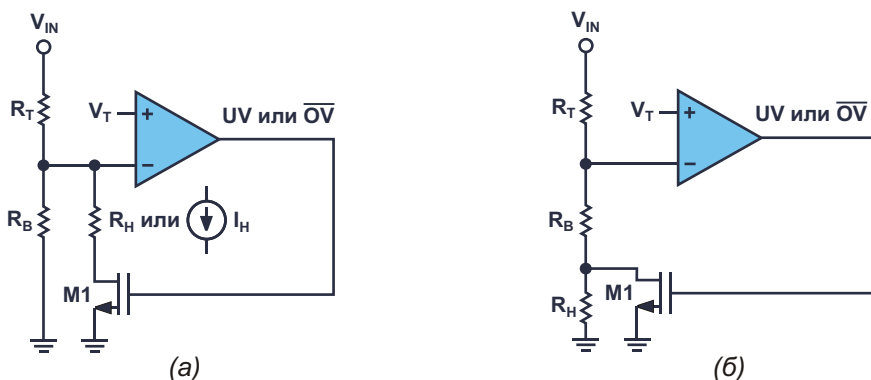
Если сам компаратор имеет некоторый гистерезис,  $V_T$  в предыдущих формулах следует заменить на значение порога для нарастающего или спадающего входного напряжения.

тающего или спадающего входного напряжения. Вспомним пример на Рисунке 1, в котором  $V_T = 1$  В и  $R_T = 10 \times R_B$ , где пороги как для нарастающего, так и для спадающего входного напряжения при отсутствии гистерезиса компаратора или резистора  $R_H$  равны 11 В. Добавление  $R_H = 100 \times R_B$ , как это показано на Рисунке 3, дает порог 11.1 В для нарастающего напряжения и 10.09 В для спадающего, что соответствует гистерезису 1.01 В. Этот метод не работает для OVLO, поскольку нарастающее входное напряжение размыкает силовой ключ, из-за чего  $R_H$  подтягивает вход компаратора к земле (и компаратор снова замыкает переключатель), а не к высокому уровню.

### Подключение резистора (Рисунок 4)

Другой метод добавления гистерезиса заключается в подключении резистора, который изменяет фактическую величину сопротивления нижнего плеча делителя. Этот резистор может подключаться параллельно (Рисунок 4а) или последовательно (Рисунок 4б). Рассмотрим Рисунок 4а. Когда входное напряжение  $V_{IN}$  низкое, скажем, 0 В, уровень выходного сигнала компаратора (в узле UV или  $\overline{OV}$ ) высокий, и N-канальный MOSFET M1 открывается, подключая  $R_H$  параллельно с  $R_B$ . Будем считать, что сопротивление M1 в открытом состоянии либо незначительно по сравнению с  $R_H$ , либо включено в значение  $R_H$ . Порог для нарастающего напряжения будет такой же, как в схеме на Рисунке 3:

$$V_T = \frac{(R_B \parallel R_H) R_T}{R_B \parallel R_H}.$$



**Рисунок 4.** Добавление гистерезиса к порогу блокировки при пониженном или повышенном напряжении с помощью резистора или источника тока, подключаемого параллельно (а) или с помощью последовательного резистора (б).

Как только  $V_{IN}$  превысит этот порог, уровень напряжения на выходе компаратора опустится, выключая  $M1$  и отрывая  $R_H$  от делителя. Следовательно, в этом случае порог для спадающего входного напряжения такой же, как в схеме на Рисунке 1:

$$V_T \frac{R_B R_T}{R_B}$$

Продолжая наш пример с  $V_T = 1$  В,  $R_T = 10 \times R_B$  и  $R_H = 100 \times R_B$ , мы увидим, что порог для нарастающего напряжения равен 11.1 В, а для спадающего – 11 В, то есть, гистерезис равен 100 мВ. Этот и последующие методы могут использоваться для блокировки при пониженном или повышенном напряжении, поскольку их назначение зависит от того, как выходной сигнал компаратора включает коммутатор питания (не схеме показан).

Для конфигурации, изображенной на Рисунке 4б, порог для нарастающего входного напряжения определяется выражением

$$V_T \frac{R_B R_T}{R_B}$$

а порог для спада равен

$$V_T \frac{R_B R_H R_T}{R_B R_H}$$

В схеме на Рисунке 4  $R_H = R_B/10$ , что дает порог 11 В при нарастании напряжения и 10.091 В при спаде, то есть, гистерезис равен 909 мВ. Это показывает, что конфигурация на Рисунке 4б позволяет при значительно меньшем сопротивлении  $R_H$  получить гораздо больший гистерезис.

### Ток вместо сопротивления

Резистор  $R_H$  в схеме на Рисунке 4а может быть заменен источником тока  $I_H$ . Этот метод используется в приоритетных контроллерах управления питанием LTC4417 и LTC4418. При низком  $V_{IN}$  высокий уровень на выходе компаратора включает источник  $I_H$ . При пересечении порога нарастающим напряжением напряжение на инвертирующем входе компаратора равно  $V_T$ . Следовательно, ток в  $R_T$  равен

$$I_H \frac{V_T}{R_B}$$

что дает следующее значение порога для нарастающего напряжения:

$$V_T I_H \frac{V_T}{R_B} R_T V_T \frac{R_B R_T}{R_B} I_H R_T$$

Как только  $V_{IN}$  превысит этот порог, уровень напряжения на выходе компаратора станет низким, и ток  $I_H$  отключится. Поэтому формула порога для спадающего напряжения имеет такой же вид, как и для схемы на Рисунке 1:

$$V_T \frac{R_B R_T}{R_B}$$

и гистерезис входного порога равен  $I_H \times R_T$ .

### Ток резистивного делителя

В предыдущих формулах предполагалось, что входной ток смещения входа компаратора равен нулю, и при этом в примерах учитывались только отношения сопротивлений резисторов, а не их абсолютные значения. На входы компаратора влияют входное напряжение смещения ( $V_{OS}$ ), погрешность опорного напряжения (которую можно объединить с  $V_{OS}$ ) и входной ток смещения или утечки ( $I_{LK}$ ). Допущение о нулевом токе утечки справедливо, если ток делителя  $V_T/R_B$  в схеме на Рисунке 1 в момент срабатывания намного больше, чем входной ток утечки. Например, при токе делителя, который в 100 раз превышает входной ток утечки, ошибка порога будет всегда оставаться ниже 1%. Другой метод заключается в сравнении погрешности порога, обусловленной утечкой, с погрешностью от напряжения смещения. Неидеальности компаратора на Рисунке 1 изменяют формулу для порога UVLO следующим образом:

$$(V_T V_{OS}) \frac{R_B R_T}{R_B} I_{LK} R_T$$

(аналогично предыдущему выражению для «гистерезисного» тока), которое можно переписать как

$$V_T V_{OS} I_{LK} R_B \frac{R_T}{R_B R_T} \frac{R_B R_T}{R_B}$$

Утечка на входе проявляет себя как ошибка порогового напряжения компаратора, и эта ошибка может быть минимизирована по отношению к напряжению смещения, то есть,

$$I_{LK} (R_B \parallel R_T) V_{OS}$$

путем правильного выбора резистора.

Например, токи утечки выводов UV и OV контроллера защиты от пониженного и повышенного напряжения LTC4367 равны  $\pm 10$  нА, в то время как напряжение смещения пороговых напряжений 500 мВ выводов компаратора UV/OV составляет  $\pm 7.5$  мВ ( $\pm 1.5\%$  от 500 мВ). Задавшись ошибкой  $\pm 3$  мВ ( $\pm 0.6\%$  от 500 мВ или менее половины от смещения 7.5 мВ), обусловленной токами смещения, получаем

$$R_B \parallel R_T = \frac{3 \text{ мВ}}{10 \text{ нА}} = 300 \text{ кОм.}$$

Для установки порога блокировки при пониженном напряжении, равного 11 В, при пороговом уровне компаратора 0.5 В необходимо, чтобы

$$R_T = R_B \frac{10.5 \text{ В}}{0.5 \text{ В}} = 21 R_B.$$

Поэтому

$$R_B \parallel R_T = 21 \frac{R_B}{22} = 300 \text{ кОм,}$$

что дает  $R_B < 315.7$  кОм. Ближайшее стандартное значение  $R_B$  с допуском 1% составляет 309 кОм, откуда следует, что резистор  $R_T$  должен иметь сопротивление 6.49 МОм. Ток делителя в момент срабатывания равен

$$\frac{0.5 \text{ В}}{309 \text{ кОм}} = 1.62 \text{ мкА,}$$

что в 162 раза больше тока утечки 10 нА. Этот вид анализа важен, когда нужно минимизировать ток делителя без увеличения ошибки порога из-за входного тока утечки компаратора.

## Заключение

Резистивные делители позволяют легко регулировать пороги блокировки при пониженном и повышенном напряжении источника питания с помощью одной и той же схемы управления на основе компаратора. Помехи или внутреннее сопротивление источника питания требуют порогового гистерезиса, чтобы предотвратить дребезг при включении и выключении питания, когда уровень напряжения питания пересекает пороговое значение. Были показаны несколько различных способов реализации гистерезиса блокировки при повышенном и пониженном напряжениях. Основной принцип состоит в том, чтобы в момент срабатывания компаратора на средней точке делителя имелась некоторая положительная обратная связь. При добавлении или увеличении гистерезиса микросхемы контроллера защиты некоторые методы зависят от наличия у микросхемы выхода компаратора или аналогичного сигнала. Выбирая номиналы резисторов, следует позаботиться о том, чтобы входные токи утечки компаратора не стали основным источником погрешности порога. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Linear Technology LTC4365](#)
2. [Datasheet Analog Devices LTC4367](#)
3. [Datasheet Analog Devices LTC4368](#)
4. [Datasheet Linear Technology LTC4417](#)
5. [Datasheet Linear Technology LTC4418](#)

# Конфигурируемая логика в AVR микроконтроллерах



Зубарев Святослав, г. Смоленск

В статье описаны основные особенности модуля конфигурируемой пользовательской логики (CCL) в новых сериях микроконтроллеров AVR, а также приведены примеры его использования

Современные тенденции, направленные на постоянное уменьшение габаритов встраиваемых решений, побуждают производителей интегрировать в микроконтроллеры все большее количество модулей и узлов, которые ранее располагались вовне. Многие из этих модулей представляют собой независи-

мую от ядра периферию (Core Independent Peripheral, CIP) и выполняют свои задачи без участия или контроля со стороны центрального процессора.

Примерами Core Independent Peripheral являются интегрированные внутрь микроконтроллеров модули PTC (Peripheral Touch

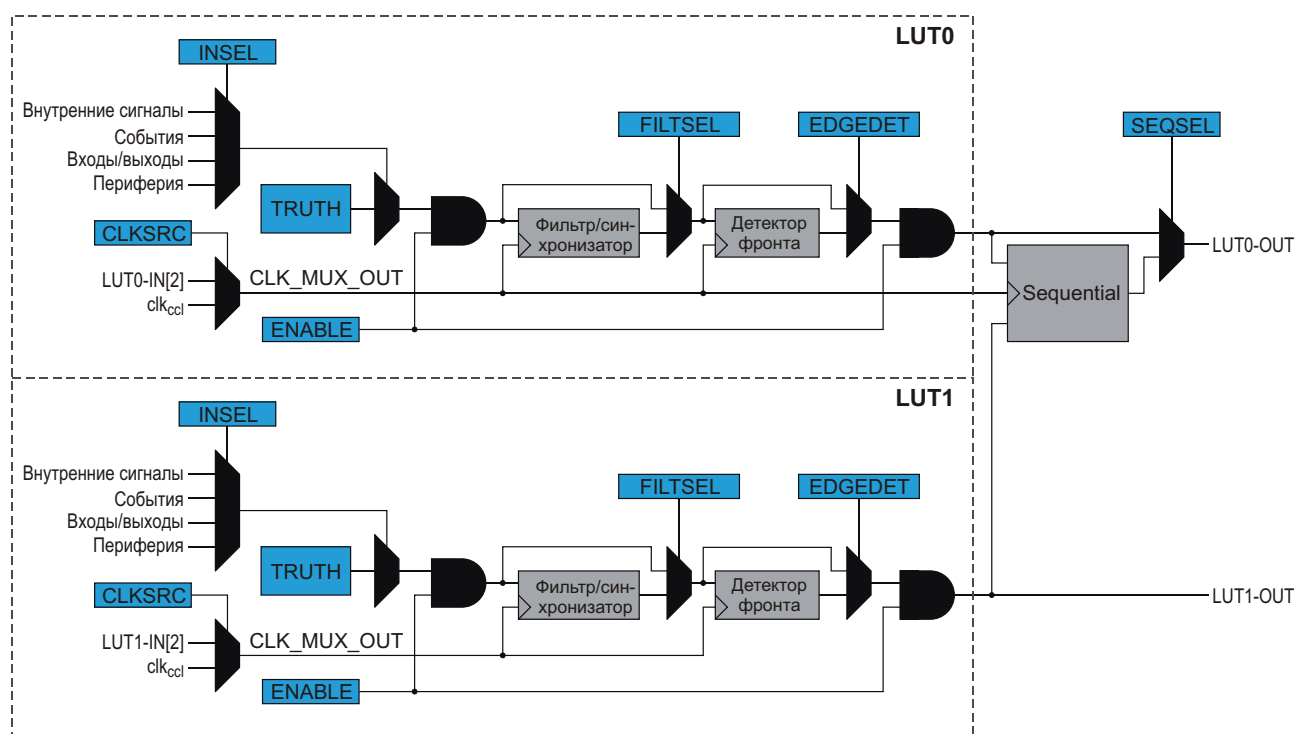


Рисунок 1. Функциональная схема модуля CCL.



Controller), ZCD (zero-cross detector) или CCL (Configurable Custom Logic). Последний, в частности, был добавлен в новые микроконтроллеры компании Microchip: tinyAVR серии 0 и 1, megaAVR серии 0, а также AVR-DA, AVR-DB и AVR-DD. Предлагаемые серии микроконтроллеров могут быть использованы в широком спектре приложений, начиная от устройств Интернета вещей (IoT) (контроль датчиков, управление сервоприводами и так далее), и заканчивая автомобильными системами с функцией сенсорного управления в режиме реального времени.

## CCL в микроконтроллерах AVR

Модуль конфигурируемой логики CCL представляет собой периферийное устройство, которое позволяет создавать логические функции в микроконтроллерах без необходимости использования внешних логических компонентов. Сам по себе модуль CCL не является инновационным решением: он уже использовался в серии 32-битных микроконтроллеров SAM L21, а также в контроллерах линейки ATxmega, однако в новых сериях 8-битных контроллеров AVR он, можно сказать, обрел вторую жизнь.

Модуль CCL (Рисунок 1) дает разработчику доступ к следующему функционалу:

- Логические операции AND, NAND, OR, NOR, XOR, XNOR, NOT;
- Составные логические операции;
- Последовательные логические операции: D Latch (по уровню), D flip-flop (по фронту), JK-, RS-триггеры;
- Возможность синхронизации и фильтрации сигналов;
- И многое другое.

**Таблица 1.** Таблица истинности LUT с тремя входными операндами

IN[2]	IN[1]	IN[0]	OUT
0	0	0	TRUTH[0]
0	0	1	TRUTH[1]
0	1	0	TRUTH[2]
0	1	1	TRUTH[3]
1	0	0	TRUTH[4]
1	0	1	TRUTH[5]
1	1	0	TRUTH[6]
1	1	1	TRUTH[7]

CCL включает в себя несколько модулей комбинационной логики (LUT), количество которых зависит от модели микроконтроллера, а также узлы реализации последовательных логических операций (Sequential).

Каждый модуль LUT, в свою очередь, содержит:

- Входной коммутатор,
- Таблицу истинности (Truth Table),
- Отключаемый узел фильтрации и синхронизации (Filter/Synch),
- Отключаемый детектор фронта (Edge Detector).

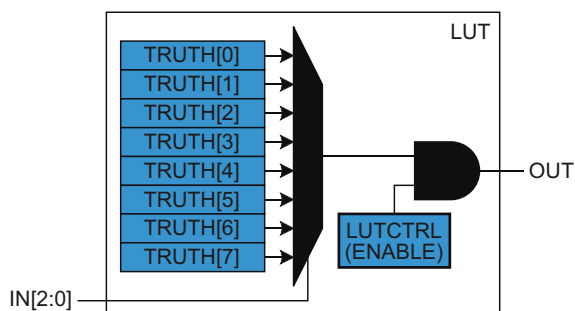
С входным коммутатором все более-менее понятно: он позволяет подключить вход LUT к линиям GPIO, шине Events или периферийным устройствам – аналоговому компаратору, таймеру и так далее. Остальные же составляющие LUT заслуживают более детального рассмотрения.

## Таблица истинности и комбинационная логика

Модуль комбинационной логики (LUT) позволяет пользователю составлять логи-

**Таблица 2.** Пример описания логических функций в таблице истинности LUT

IN[ ]	TRUTH[0]	AND	NAND	OR	NOR	XOR	XNOR	NOT
000	TRUTH[0]	0	1	0	1	0	1	1
001	TRUTH[1]	0	1	1	0	1	0	x
010	TRUTH[2]	0	1	1	0	1	0	x
011	TRUTH[3]	0	1	1	0	0	1	x
100	TRUTH[4]	0	1	1	0	1	0	x
101	TRUTH[5]	0	1	1	0	0	1	x
110	TRUTH[6]	0	1	1	0	0	1	x
111	TRUTH[7]	1	0	1	0	1	0	0
		0x80	0x7F	0xFE	0x01	0x96	0x69	0x01



**Рисунок 2.** Объединение значений TRUTH[x] для образования логического выражения.

ческие функции при помощи таблицы истинности (Truth Table, Таблица 1).

Для описания логической функции необходимо ввести параметр, представляющий собой 8-битное число, в котором каждый бит описывает значение логической функции для входной комбинации из трех операндов. Значения операндов являются адресом, указывающим место бита в числе. Пример описа-

**Таблица 3.** Пример таблицы истинности при маскировании IN[0]

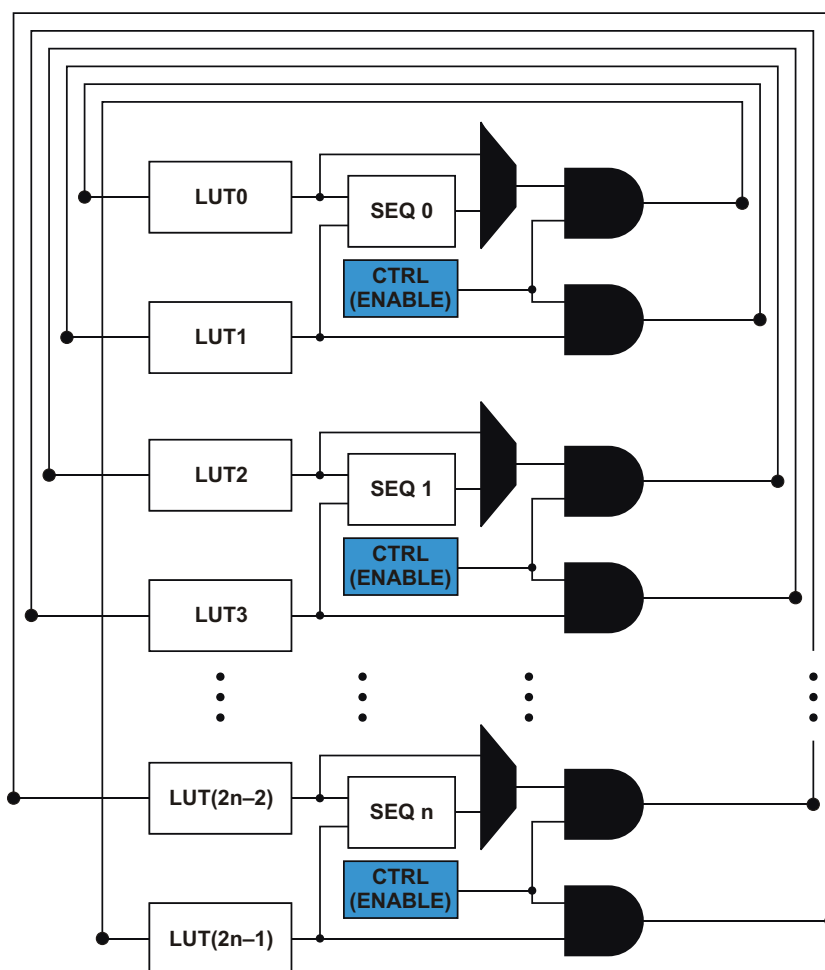
IN[2]	IN[1]	OUT
0	0	TRUTH[0]
0	1	TRUTH[1]
1	0	TRUTH[2]
1	1	TRUTH[3]

**Таблица 4.** Пример таблицы истинности при маскировании IN[0] и IN [1]

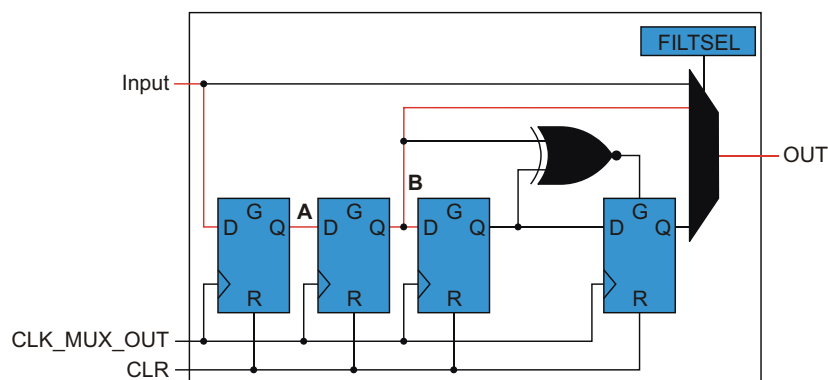
IN[2]	OUT
0	TRUTH[0]
0	TRUTH[1]

ния простых логических функций приведен в Таблице 2.

При окончательном построении каждое значение TRUTH [x] будет объединено с соседним при помощи оператора ИЛИ (OR), образуя тем самым законченное логическое выражение (Рисунок 2).



**Рисунок 3.** Последовательное соединение модулей LUT.



**Рисунок 4.** Отключаемый узел фильтрации и синхронизации (Filter/Synch).

Стоит отметить, что операнд может быть «замаскирован» (привязан к низкому уровню). При маскировании таблица истинности принимает упрощенный вид (Таблицы 3, 4).

Понимание того, как необходимо проставить значения в таблице истинности для получения требуемого логического выражения, является ключом к правильной настройке CCL-модуля.

### Соединение нескольких LUT

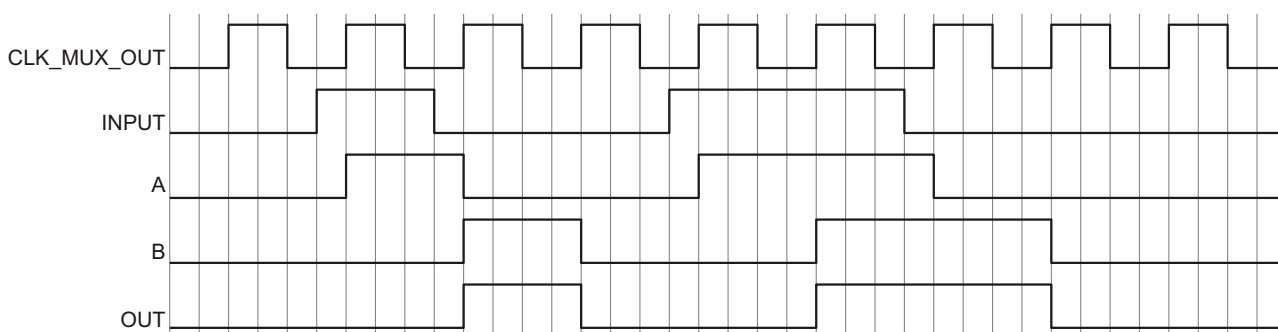
В тех случаях, когда трех входных операндов оказывается недостаточно, а микроконтроллер имеет на борту несколько LUT, разработчик может прибегнуть к их связыванию для получения возможности составления более сложных логических выражений. Так, при связывании двух LUT количество входных операндов увеличивается до 5. При связывании следует учесть, что возможно только последовательное соединение модулей, то есть выход LUT<sub>n</sub> может связываться только с входом LUT<sub>n+1</sub>, а последний LUT может связываться только с первым LUT (Рисунок 3).

### Двухступенчатый синхронизатор, фильтр и детектор фронта

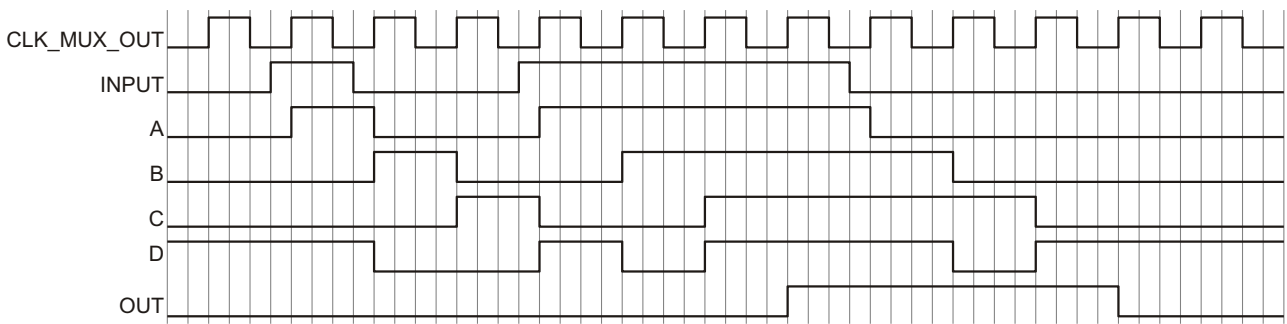
Выход таблицы истинности является комбинаторной функцией входных операндов, что может вызвать короткие сбои в работе алгоритма при изменении их значения. В большинстве случаев эти сбои не вызывают каких-либо проблем, но, если выход LUT настроен, например, на запуск таймера, сбой может вызвать его нежелательный запуск и нарушить работу периферии. Для подавления сбоев используются специальные компоненты, такие как двухступенчатый синхронизатор, фильтр и детектор фронта.

### Двухступенчатый синхронизатор

Двухступенчатый синхронизатор в совокупности с фильтром образуют отключаемый узел фильтрации и синхронизации (Filter/Synch) (Рисунок 4). При использовании данного узла выходной сигнал таблицы истинности синхронизируется с тактовым сигналом микроконтроллера и задерживается на



**Рисунок 5.** Тайминг двухступенчатого синхронизатора в узле фильтрации и синхронизации.



**Рисунок 6.** Тайминг фильтра в узле фильтрации и синхронизации.

величину до двух тактов при синхронизации без фильтрации и до четырех тактов при синхронизации с фильтрацией. Сбои, возникающие в LUT на протяжении этих тактов, будут отсеяны (Рисунок 5).

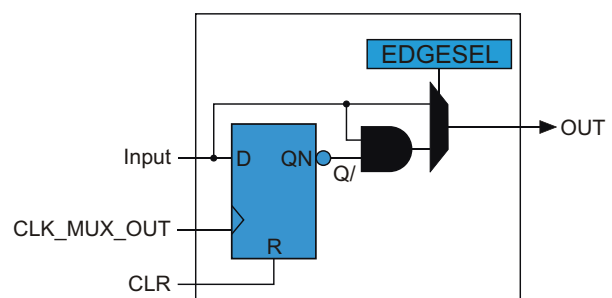
### Фильтр

Для повышения вероятности отсеивания сбоев синхронизатор может быть использован вкуче с настраиваемым фильтром. При включении фильтра выходной сигнал LUT будет задержан на четыре такта, и сигнал короче двух тактов будет отфильтрован (Рисунок 6). Однако в тех случаях, когда выходной сигнал LUT имеет высокое состояние в течение нескольких тактов, работа системы может быть нарушена, так как часть полезного сигнала будет отфильтрована. Фильтр следует использовать только тогда, когда не имеет особого значения, будет ли задержан или укорочен выходной сигнал. Перед включением фильтра рекомендуется проанализировать самый короткий действительный сигнал LUT в текущей конфигурации.

### Детектор фронта

Детектор фронта (Edge Detector) позволяет выделить фронт сигнала и, например,

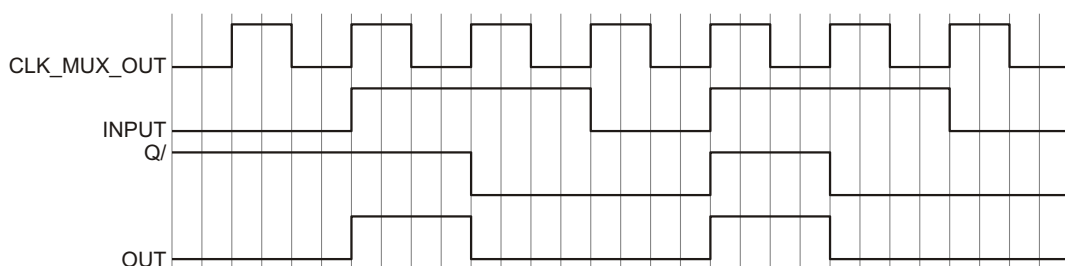
запустить процесс генерации импульса при обнаружении нарастающего фронта на входе (Рисунок 7). Примером использования детектора фронта может являться отправка импульса с помощью системы событий для запуска другого периферийного устройства, например, таймера при обнаружении фронта сигнала от LUT (Рисунок 8).



**Рисунок 7.** Детектор фронта.

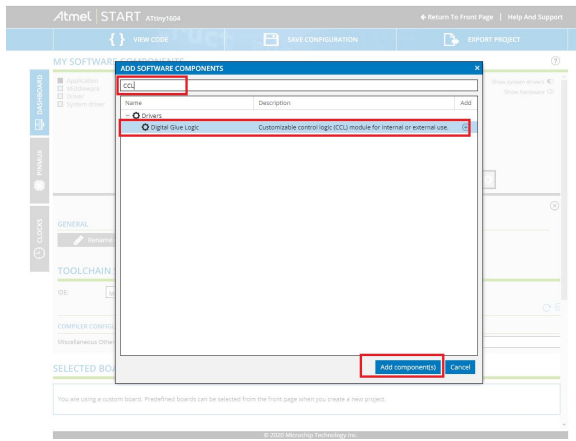
### Практическое использование CCL

Настройка модуля CCL в микроконтроллерах AVR может производиться как посредством записи значений таблицы истинности в регистры памяти, так и при помощи специальных программных пакетов, позволяющих

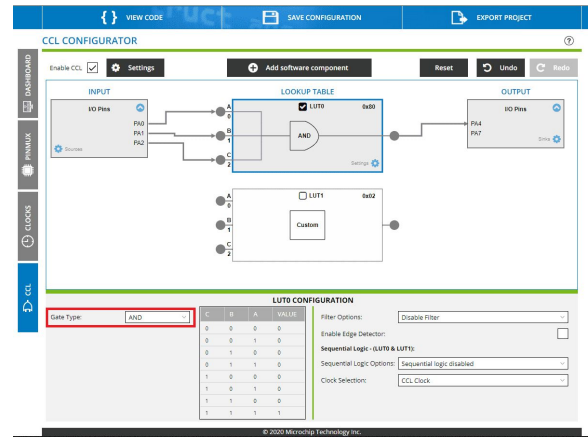


**Рисунок 8.** Тайминг детектора фронта.

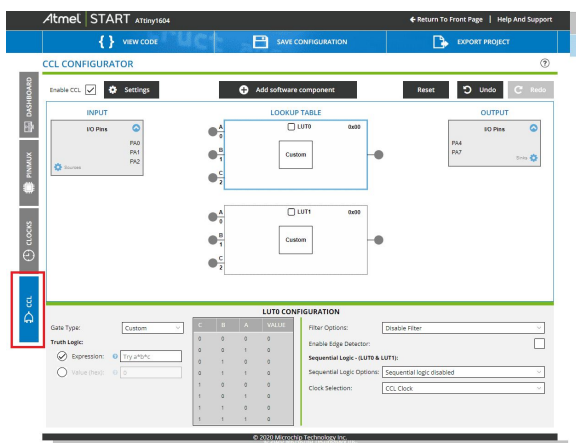




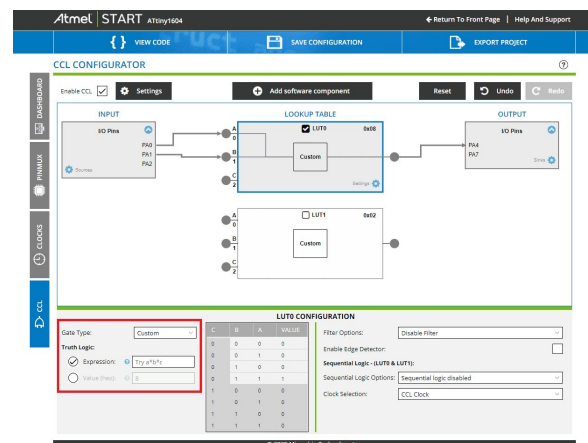
**Рисунок 13.** Добавление «Digital Glue Logic» в проект Atmel START.



**Рисунок 15.** Выбор и подключение простой логической функции в Atmel START.



**Рисунок 14.** Раздел CCL проекта Atmel START.



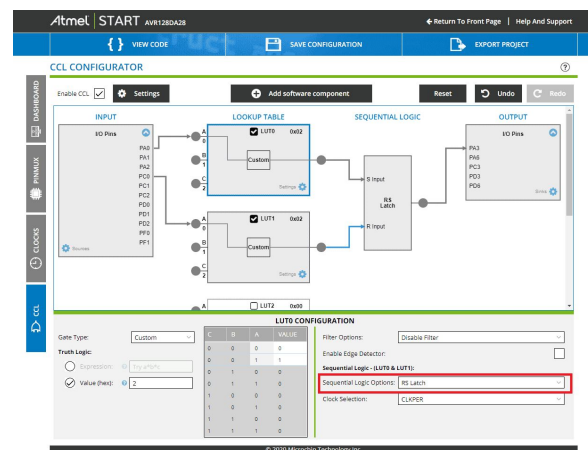
**Рисунок 16.** Составление собственного логического выражения в Atmel START.

LUT доступные входы и выходы (Рисунок 15). При выборе функции выполняется автоматическое построение таблицы истинности в зависимости от количества подключенных входов (количества операндов).

В тех случаях, когда стандартных функций оказывается недостаточно, пользователь может создать собственный блок при помощи логического выражения или посредством редактирования таблицы истинности (Рисунок 16).

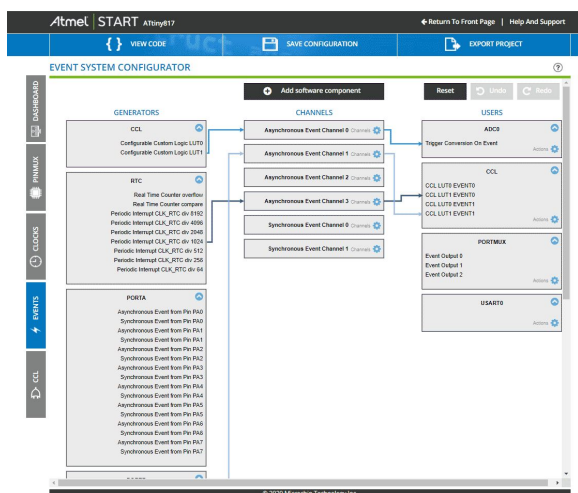
### Работа с последовательной логикой

Построение элементов последовательной логики также не вызывает особых проблем. Для организации таких элементов необходимо использование нескольких LUT. В Atmel START присутствует специальная графа, позволяющая выбрать один из стандартных элементов последовательной логики (Рисунок 17).

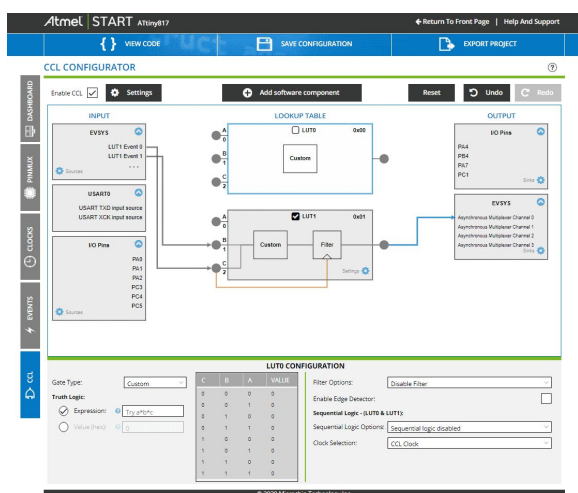


**Рисунок 17.** Реализация RS-триггера в Atmel START.

Подключение к входам триггера R и S происходит через блоки LUT. Если мы не хотим добавлять в схему каких-либо других логи-



**Рисунок 18.** Настройки системы событий в Atmel START.



**Рисунок 19.** Настройка CCL в Atmel START.

ческих элементов, достаточно для каждого LUT в таблице истинности указать 0 на выходе при значении 0 на входе и 1 на выходе при 1 на входе.

## Реализация защиты от дребезга и использование АЦП

Модуль CCL в Atmel START позволяет работать не только со стандартными входами/выходами, но и системой событий, RTC и UART, SPI, АЦП и другими блоками. Примером использования сторонних блоков может служить инициирование преобразования АЦП при нажатии на кнопку. Однако использование кнопки без какой-либо формы

фильтрации во многих случаях приведет к непредсказуемому поведению АЦП, поскольку сигнал может несколько раз переключаться между высоким и низким состоянием. Если приложение чувствительно к дребезгу, необходимо реализовать защиту в его аппаратной или программной части.

Защита от дребезга может осуществляться путем фильтрации сигнала с помощью блока Filter/Synch CCL (Рисунок 18), после чего отфильтрованный сигнал будет использоваться для запуска преобразования АЦП. Сигналы направляются через систему событий (Рисунок 19), и когда результат преобразования готов, он передается через модуль USART. Пример рассматриваемого проекта доступен по ссылке [3].

## Заключение

Использование модуля конфигурируемой пользовательской логики (CCL) позволяет упростить процесс разработки встраиваемых приложений за счет исключения необходимости использования внешних компонентов, а также расширить возможности их настройки (в том числе в полевых условиях) без внесения изменений в аппаратную часть.

CCL является отличным подспорьем для быстрого создания прототипов и готовых решений, а современные программные инструменты от компании Microchip, такие как Atmel START и MPLAB Code Configurator еще больше упрощают процесс работы, позволяя создавать рабочие приложения всего за несколько минут, в том числе без необходимости установки какого-либо программного обеспечения. **РЛ**

## Литература

1. Александр Белов. [Новые микроконтроллеры AVR от Microchip – преемники Mega.](#)
2. Николай Артемов. [Знакомство с новыми микроконтроллерами SMART ARM компании Atmel.](#)
3. [Getting Started with Core Independent Peripherals on AVR Microcontrollers](#)
4. [Interfacing Quadrature Encoder using CCL with TCA and TCB](#)
5. [Manchester Encoder Using USART and CCL on ATtiny817](#)

# Схема снижает отрицательные напряжения на управляющей микросхеме

Michael Day

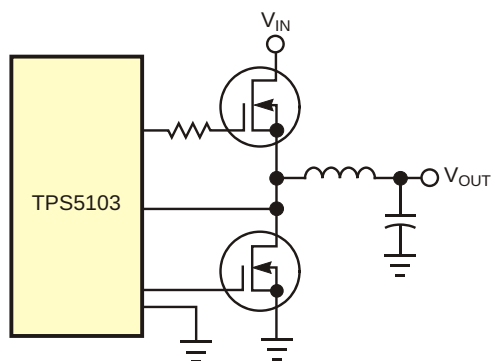
EDN

**В** синхронных понижающих импульсных источниках питания два MOSFET и выходной дроссель встречаются в коммутационном узле (Рисунок 1). Коммутационный узел часто подключается непосредственно к управляющей микросхеме. Напряжение в этом узле изменяется от значения, равного входному напряжению, до некоторого напряжения, меньшего уровня земли. Если напряжение опустится слишком низко относительно земли, структуры защиты от электростатических разрядов или другие цепи внутри микросхемы управления могут оказаться смещенными в прямом направлении, что приведет к протеканию токов через подложку микросхемы. Следствием этих нежелательных токов может стать неустойчивое поведение микросхемы, а при определенных условиях и ее

повреждение. Хотя полностью исключить возникновение отрицательных напряжений в коммутационном узле невозможно, необходимо, чтобы напряжение на управляющей микросхеме не становилось настолько отрицательным, чтобы оно негативно влияло на микросхему или повреждало ее.

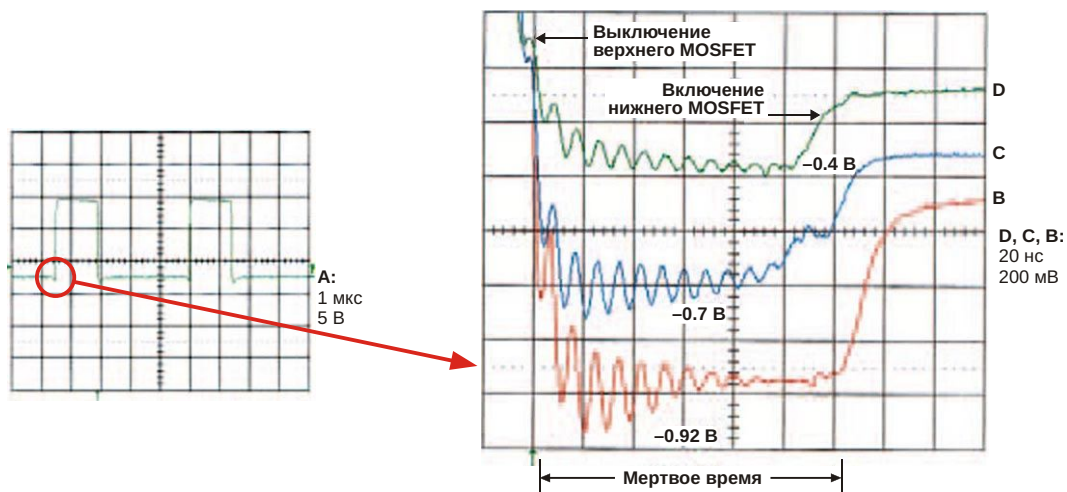
Осциллограмма А на Рисунке 2а показывает форму напряжения в коммутационном узле при  $V_{IN} = 12$  В,  $V_{OUT} = 3.5$  В и токе 8 А. Когда верхний MOSFET открыт, выходной ток течет через него и через дроссель на выход. В это время напряжение в коммутационном узле равно  $V_{IN}$ . Нижний MOSFET должен оставаться закрытым до полного выключения верхнего MOSFET. Когда верхний MOSFET закрывается, ток начинает течь из земли через нижний MOSFET и выходной дроссель. Мертвое время – это промежуток времени между выключением верхнего MOSFET и включением нижнего MOSFET. В интервале мертвого времени ток идет через паразитный диод нижнего MOSFET, и напряжение коммутационного узла, в зависимости от уровней тока и параметров MOSFET, составляет приблизительно  $-1$  В. Когда открывается нижний MOSFET, ток протекает не через паразитный диод, а через МОП-структуру. В это время напряжение зависит от выходного тока и сопротивления MOSFET.

В течение мертвого времени сумма отрицательного напряжения и выбросов, обусловленных звоном, может превысить предель-



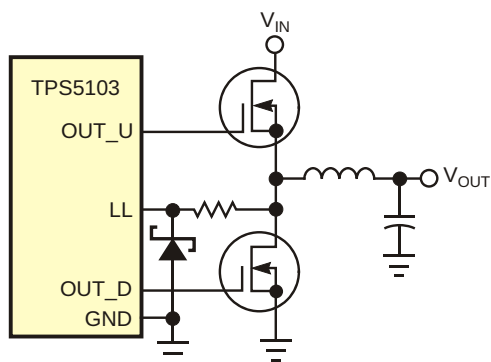
**Рисунок 1.** Недостатком классического понижающего регулятора является чрезмерное отрицательное напряжение в коммутационном узле.





**Рисунок 2.** Детальное рассмотрение осциллограмм на интервале мертвого времени (а) при трех сценариях (б): понижающий регулятор без доработок (кривая В), добавление диода Шоттки (кривая С), использование простого решения, показанного на Рисунке 3 (кривая D).

ное значение, допустимое для микросхемы управления. Осциллограмма В на Рисунке 26 показывает форму напряжения в коммутационном узле, когда верхний MOSFET выключается. Выходной ток течет через паразитный диод нижнего MOSFET, и падение напряжения на транзисторе равно  $-0.76$  В. При звоне в схеме напряжение коммутационного узла может опускаться ниже  $-1$  В; а ведь это напряжение, подаваемое непосредственно на управляющую микросхему. Когда нижний MOSFET включается, напряжение падает примерно до  $-0.1$  В ( $8 \text{ A} \times 0.013 \text{ Ом}$ ). Ситуацию может исправить добавление диода Шоттки параллельно нижнему транзистору, но диод Шоттки велик, дорог и при этом мало влияет на напряжение. Кривая С на Рису-



**Рисунок 3.** Перемещение одного резистора и добавление слаботочного диода Шоттки минимизирует напряжение коммутационного узла.

ке 26 демонстрирует форму напряжения, возникающего при добавлении большого диода Шоттки MBRD835L в корпусе D-Pak. Диод уменьшает напряжение до  $-0.6$  В. Напряжение на выводе управляющей микросхемы при звоне составляет  $-0.7$  В.

Небольшая и недорогая схема, показанная на Рисунке 3, значительно снижает напряжение в коммутационном узле на выводе микросхемы управления. Резистор из цепи затвора перемещен к истоку верхнего MOSFET. Наблюдение за током микросхемы, когда она заряжает и разряжает емкость затвора верхнего транзистора, показывает, что перемещение резистора на работу схемы не влияет. К управляющей микросхеме подключен диод Шоттки в корпусе SOT-23 или SOD-123 с допустимым током  $0.5$  А. Как можно видеть из осциллограммы D на Рисунке 26, когда напряжение на паразитном диode MOSFET достигает  $-1$  В, диод Шоттки ограничивает напряжение на микросхеме примерно до  $-0.3$  В. Полный выходной ток проходит через MOSFET, а резистор ограничивает ток через диод Шоттки. Это небольшое и недорогое решение предотвращает неправильную работу или повреждение микросхемы, управляющей источником питания. **PL**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TPS5103IDB](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor MBRD835L](#)

# Увеличение времени автономной работы носимой техники и устройств Интернета вещей с помощью малогабаритных систем сбора энергии

Bill Schweber

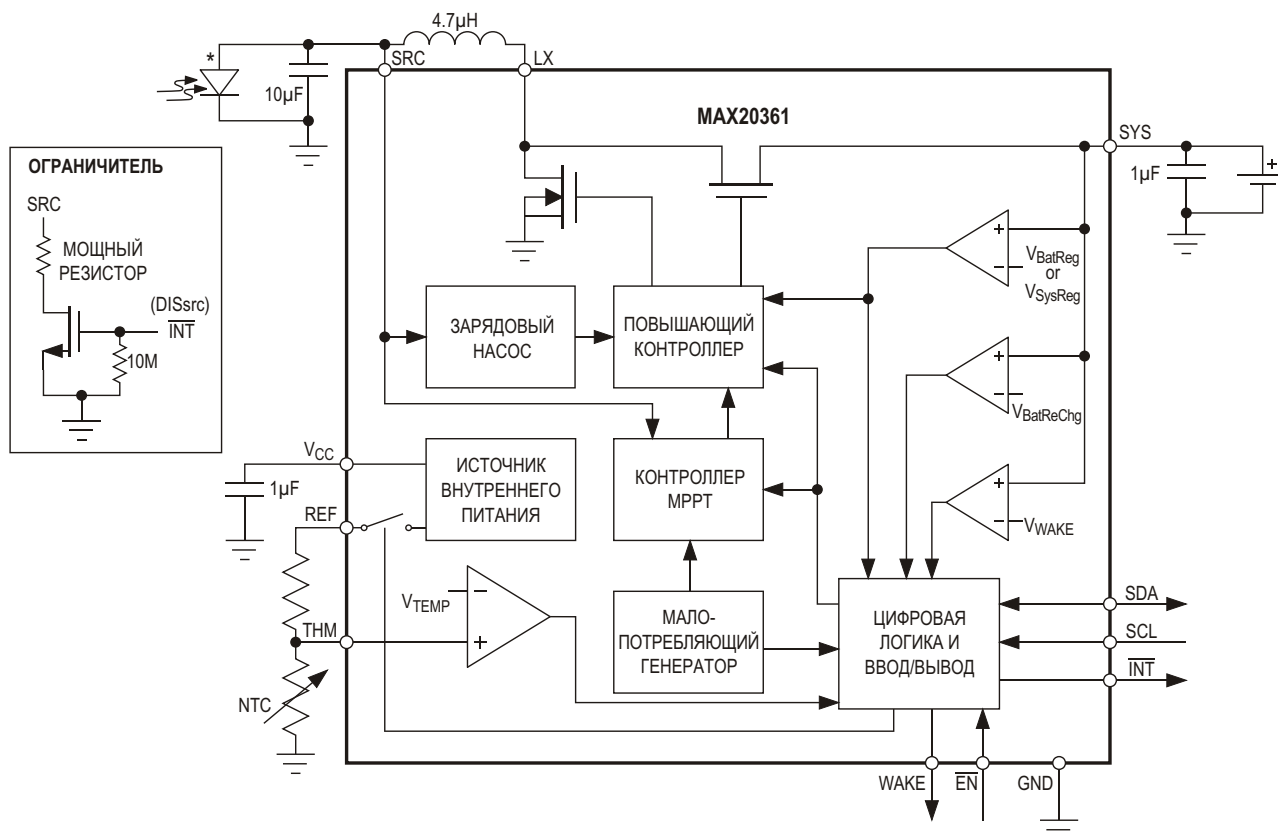
Electronic Design



Компактные системы сбора энергии могут стать прекрасной основой для создания вспомогательных источников питания малопотребляющего электронного оборудования, например, носимых устройств, беспроводных узлов Интернета вещей или датчиков местоположения движущихся объектов. Привлекательность фотоэлементов в качестве источников питания обусловлена их надежностью, долговечностью, отсутствием движущихся частей и легкой интеграцией практически в любое устройство. Однако на практике сбор световой энергии из окружающей среды устройствами, находящимися в постоянном движении, обычно сопряжен с рядом трудностей, в основном связанных с ограниченным доступом к источникам света, из-за чего фотоэлементы не могут работать с максимальной эффективностью.

Одним из возможных вариантов решения этой проблемы является использование специализированных контроллеров с функцией отслеживания точки максимальной мощности (Maximum Power Point Tracking, MPPT), например, микросхемы MAX20361 производства Maxim Integrated (Рисунок 1). При таком подходе одно- или многоэлементные фотоэлектрические ячейки можно использовать с максимально возможной эффективностью, поэтому они смогут стать дополнительным источником энергии и ощутимо продлить время автономной работы устройств с батарейным питанием.

Согласно информации, предоставленной Maxim, систему сбора энергии на основе MAX20361 можно разместить в объеме, не превышающем половины объема, занимаемого конкурирующими решениями других производителей. Достижение столь высокого уровня удельной мощности стало возможным как за счет уменьшения общего количества компонентов, так и благодаря использованию радиоэлементов меньшего размера. Например, в качестве накопителя повышающего преобразователя можно использовать дроссель с минимальной индуктивностью



**Рисунок 1.** Система сбора световой энергии на основе MAX20361.

4.7 мкГн, размеры которого могут составлять всего 2 × 1.6 × 1.2 мм.

Однако наибольшая выгода от использования MAX20361 заключается в большем количестве собранной энергии. Использование адаптивного алгоритма MPPT позволяет увеличить этот параметр не менее чем на 5% по сравнению с ближайшим конкурирующим аналогом. Столь высокая эффективность достигается за счет периодического анализа и оптимизации работы системы по критерию максимума выходной мощности, при определении которой используются значения уникального счетчика количества циклов повышающего преобразователя (Harvest Counter), пропорциональные выходному току системы. Это позволяет отбирать энергию у фотоэлементов с КПД до 86% в диапазоне мощностей от 15 мкВт до 300 мВт (и выше) и питать основную схему током до 30 мА при напряжении 3.8 В.

Ключевым узлом системы сбора энергии на основе MAX20361 является повышающий преобразователь с ультранизким током собственного потребления (360 нА), способ-

ный работать при входном напряжении, начиная от 225 мВ. Его максимальное выходное напряжение и порог появления сигнала WAKE, пробуждающего остальную систему, являются программируемыми и при необходимости могут быть установлены пользователем через интерфейс I<sup>2</sup>C.

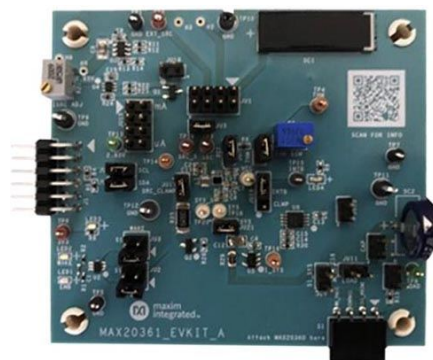
Наибольшее количество энергии из окружающей среды можно получить при согласовании параметров источника электрической энергии, в данном случае – фотоэлемента, и ее накопителя. Микросхема MAX20361 оптимизирована для работы с литий-ионными аккумуляторами, поэтому она имеет встроенные узлы для их заряда и защиты. Однако благодаря возможности программировать через I<sup>2</sup>C пороги отключения зарядного устройства при перенапряжении и перегреве ячеек, этот контроллер можно использовать как с аккумуляторами других типов, так и совместно с ионисторами и «традиционными» электролитическими конденсаторами.

Изучить все тонкости работы этой микросхемы можно с помощью подробной 32-страничной документации, в которой приве-

дены все технические характеристики, структурная схема, назначение выводов, описание функций, а также десятки графиков, иллюстрирующих работу системы в различных режимах. MAX20361 выпускаются в 12-выводных корпусах WLP с размерами  $1.63 \times 1.23$  мм и шагом выводов 0.4 мм. Стоимость одной микросхемы на сайте производителя равна \$23.64 при условии заказа не менее 1000 приборов.

Для определения возможностей этой микросхемы можно приобрести оценочную плату MAX20361EVKIT (Рисунок 2) стоимостью \$57, позволяющую за минимальное время создать и запустить тестовую установку для сбора световой энергии. При использовании MAX20361EVKIT настройку системы можно осуществить с помощью специализированного программного обеспечения, поставляемого в комплекте набора. Для настройки платы ее необходимо подключить к компьютеру с помощью адаптера USB2PMB2, обеспечивающего согласование интерфейсов I<sup>2</sup>C и USB.

Кроме микросхемы MAX20361, на печатной плате оценочного комплекта установлены встроенный регулируемый источник тока,



**Рисунок 2.** Внешний вид оценочной платы MAX20361EVKIT.

фотоэлемент из монокристаллического кремния, ионистор, нагрузочный резистор, а также датчик выходного тока. Принципиальная схема, разводка всех четырех слоев печатной платы с указанием места расположения компонентов, список радиоэлементов, а также подробное описание и инструкции по использованию входят в состав технической документации, поставляемой вместе с платой. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX20361](#)

# Относительно простой способ реализации программируемого драйвера светодиодов

Thomas Brand, Analog Devices



Фото с сайта <http://www.tektonministries.org/>.

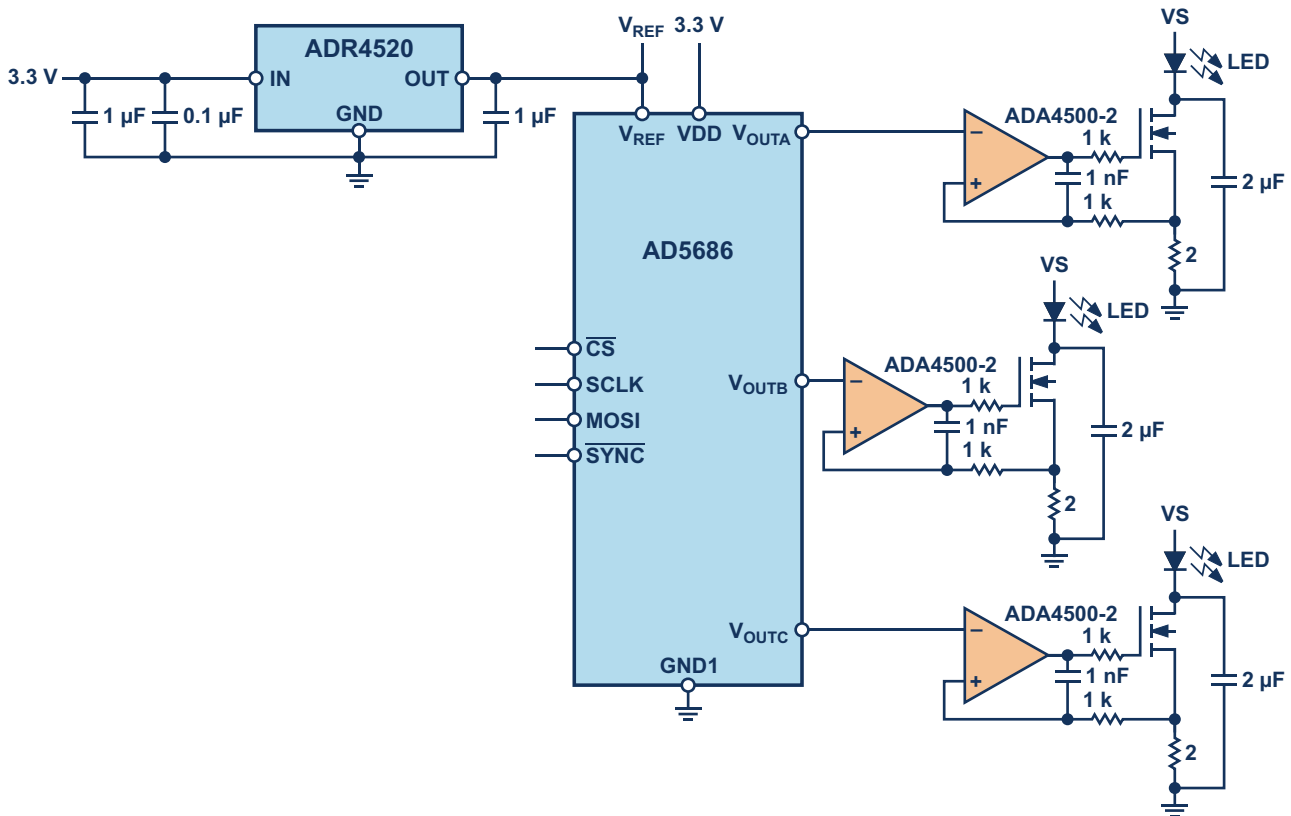
Требования к энергоэффективности, устанавливаемые регулирующими органами, постоянно ужесточаются, поэтому светодиоды все чаще используются в качестве энергосберегающих источников света. Их преимущества перед обычными лампами очевидны: они потребляют меньше энергии, имеют более длительный срок службы и доступны в различных цветах. Например, благодаря светодиодам, самую большую церковь в мире, базилику Святого Петра в Риме, теперь можно увидеть в новом свете. Благодаря интеллектуальной системе управления даже мельчайшие детали его бесценных интерьеров могут быть подчеркнуты с помощью предустановленных сценариев освещения. Программируемые драйверы этих цифровых систем управления позволяют по желанию активировать каждый светодиод. На Рисунке 1

показан пример 3-канальной конфигурации драйвера светодиодов.

Каждое из трех выходных напряжений цифро-аналогового преобразователя (ЦАП), в данном случае – AD5686 компании Analog Devices, управляет своим преобразователем напряжение-ток, в цепи нагрузки которого расположен отдельный для каждого канала светодиод. Все три каскада преобразователей сделаны на операционных усилителях (ОУ) ADA4500-2 и подключенных к ним MOSFET, управляющих токами светодиодов. Токи светодиодов теоретически могут достигать нескольких ампер, в зависимости от напряжения источника  $V_S$  и сопротивления нагрузки, которое в данной схеме равно 2 Ом. Таким образом, очень важен выбор подходящего MOSFET.

Качество выходных напряжений ЦАП сильно зависит от источника опорного напряжения  $V_{REF}$ . Следует использовать высококачественный источник опорного напряжения. Одним из примеров такого источника является микросхема ADR4520, показанная на Рисунке 1. Она обеспечивает очень низкий уровень шумов, исключительно высокую и долговременную точность и высокую температурную стабильность.

Из-за особенностей внутренней конструкции ADA4500-2, как и другие типичные rail-to-rail усилители, вносит определенную нелинейность и искажения типа «ступенька» Их



**Рисунок 1.** Упрощенная схема драйвера для управления тремя отдельными светодиодами.

входные каскады состоят из двух дифференциальных транзисторных пар, соединенных параллельно: каскада на р-п-р транзисторах (Q1 и Q2) и на п-р-п транзисторах (Q3 и Q4), как показано на Рисунке 2.

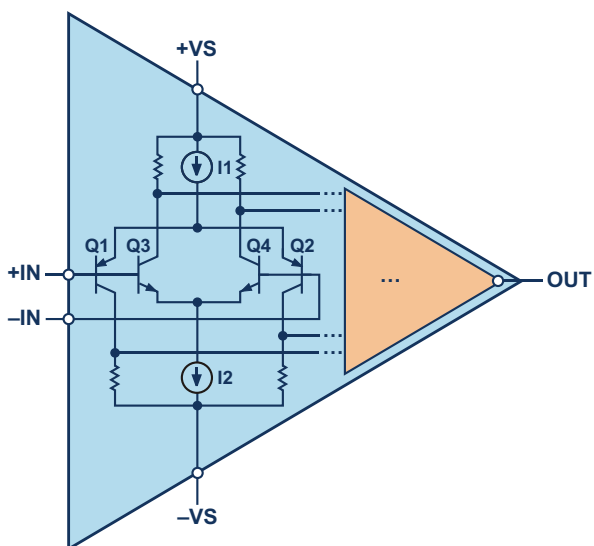
В зависимости от приложенного синфазного напряжения две входные пары вносят разные напряжения смещения и токи смещения. Если на вход усилителя подается синфазное напряжение, отличающееся от отрицательного или положительного напряжения питания VS менее чем на 0.7 В, то активен будет только один из двух входных каскадов. В этом случае источником ошибки (напряжения смещения и тока смещения) будет только один соответствующий активный каскад. Если же напряжение поднимется до 0.8 В, будут активны оба входных каскада. Тогда напряжение смещения может резко измениться, что приведет к так называемым «искажениям типа ступенька» и нелинейности.

В отличие от этого, ADA4500-2 имеет на входной стороне встроенный зарядовый насос, что позволяет охватить диапазон вход-

ных сигналов от одной шины питания до другой без использования второй дифференциальной пары и, таким образом, избежать ступенчатых искажений. Другими преимуществами ADA4500-2 являются низкие составляющие напряжения смещения, тока смещения и шумов.

В таких схемах важно обращать внимание на индуктивность в цепи нагрузки, источником которой могут быть линии подключения светодиодов. Длина проводов часто достигает нескольких метров, что при отсутствии правильной компенсации может вызвать нежелательную генерацию. В этой схеме компенсация реализуется с помощью обратной связи, которая возвращает значение тока, измеренное шунтирующим резистором, на вход ОУ. Номиналы резисторов и конденсаторов, подключенных к ADA4500-2, следует подобрать в соответствии с фактическим значением индуктивности.

С помощью схемы, показанной на Рисунке 1, относительно легко реализуется многоканальный драйвер светодиодов, который с



**Рисунок 2.** Упрощенная схема входного каскада rail-to-rail операционного усилителя на биполярных транзисторах.

помощью ЦАП можно запрограммировать для точного управления освещением. Однако для правильной работы схемы важно адап-

тировать конструкцию устройства к конкретным требованиям приложения.

## Заключение

Описанная в этой статье схема демонстрирует относительно простой способ создания программируемого драйвера светодиодов, идеально подходящего для приложений точного управления освещением, требующих компактного, масштабируемого, не требовательного к входному напряжению и высоколинейного источника питания. Однако размеры и конструкция платы должны быть адаптированы к требованиям приложения, чтобы избежать некорректной работы схемы из-за наличия индуктивности проводов и паразитной индуктивности. **ПЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD5686](#)
2. [Datasheet Analog Devices ADA4500-2](#)
3. [Datasheet Analog Devices ADR4520](#)

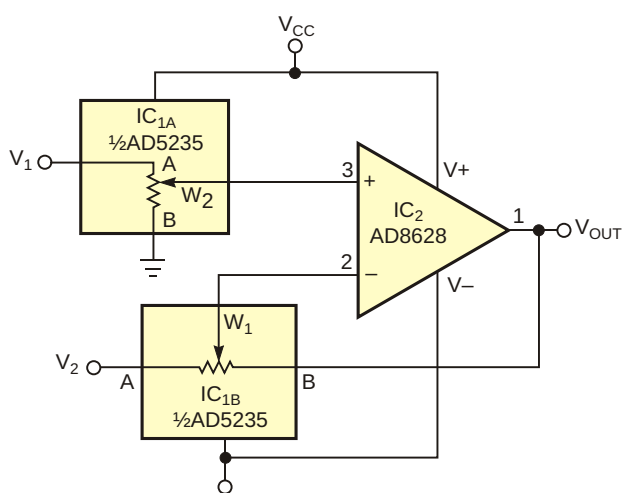
# В дифференциальном усилителе используются цифровые потенциометры

Reza Moghimi

EDN

Иногда требуется измерить слабый сигнал на фоне большого синфазного сигнала. Широкое применение в таких приложениях находят традиционные инструментальные усилители, внутренняя структура которых основана на двух или трех операционных усилителях. Схема на Рисунке 1 представляет альтернативный подход, который может быть полезен, когда низкая стоимость и низкий дрейф важнее высокой точности.

Использованная в схеме микросхема IC<sub>1</sub> представляет собой цифровой потенциометр AD5235 с энергонезависимой памятью, имею-



**Рисунок 1.** Для установки коэффициента усиления этого недорогого дифференциального усилителя используется цифровой потенциометр.

щий 1024 положения движка. Кроме того, использована микросхема усилителя с автоподстройкой нуля AD8628 (IC<sub>2</sub>), образующая дифференциальный усилитель с коэффициентом усиления 15. Возможность программирования AD5235 позволяет выполнять установку и подстройку усиления за один шаг. Усилители с автоподстройкой нуля, такие как AD8628 и семейство AD855х, являются лучшим выбором для таких приложений. Они имеют высокую точность по постоянному току и незначительные выходные ошибки. Долговременная стабильность усилителей с автоподстройкой нуля исключает необходимость повторной калибровки. При минимальном коэффициенте подавления синфазного сигнала усилителем с автоподстройкой нуля, равном 140 дБ, основным ограничивающим фактором в большинстве схем является согласование сопротивлений резисторов. Передаточная функция схемы на Рисунке 1 описывается выражением

$$V_{OUT} = \frac{R_{W1B2}}{R_{W1A2}} \frac{1 + \frac{R_{W1B2}}{R_{W1A2}}}{1 + \frac{R_{W2A1}}{R_{W2B1}}} V_2 - V_1, \quad (1)$$

где

$R_{AnBn}$  – номинальное сопротивление между концами потенциометра;



$R_{WnBn}$  – сопротивление между движком W и выводом B:  $R_{WB} = R_{AB} \times D/2^N$ ;

$R_{WnAn}$  – сопротивление между движком W и выводом A:  $R_{WA} = R_{AB} - R_{WB} = R_{AB} (1 - D/2^N)$ ;

D – десятичный эквивалент двоичного слова;

N – количество бит.

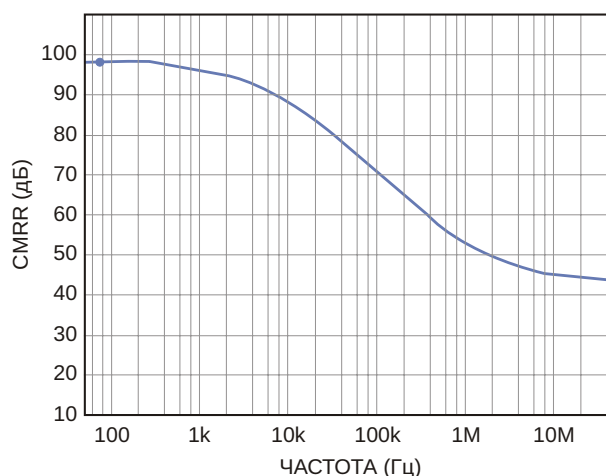
Особая ситуация возникает, когда

$$\frac{R_{W1B2}}{R_{W1A2}} = \frac{R_{W2A1}}{R_{W2B1}}$$

Выражение для передаточной функции тогда сокращается до

$$V_{OUT} = \frac{R_{W1B2}}{R_{W1A2}} (V_2 - V_1), \quad (2)$$

Можно видеть, что выходной сигнал представляет собой разность сигналов на двух входах, умноженную на коэффициент усиления, значение которого можно установить любым, включая единичное. Выражение (2) справедливо, поскольку все резисторы объединены на одном кристалле и, следовательно, их сопротивления точно совпадают. Коэффициент подавления низкочастотного синфазного сигнала составляет примерно 98 дБ (Рису-



**Рисунок 2.** График зависимости коэффициента подавления синфазного сигнала (CMRR) от частоты для схемы Рисунок 1 дает значение 98 дБ.

нок 2). Благодаря точному согласованию элементов микросхем, температурный коэффициент схемы может достигать 15 ppm/°C. Хотя характеристики схемы ниже, чем у прецизионных инструментальных усилителей, она подходит для многих недорогих приложений. **ПЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD5235](#)
2. [Datasheet Analog Devices AD8628WARZ-RL](#)

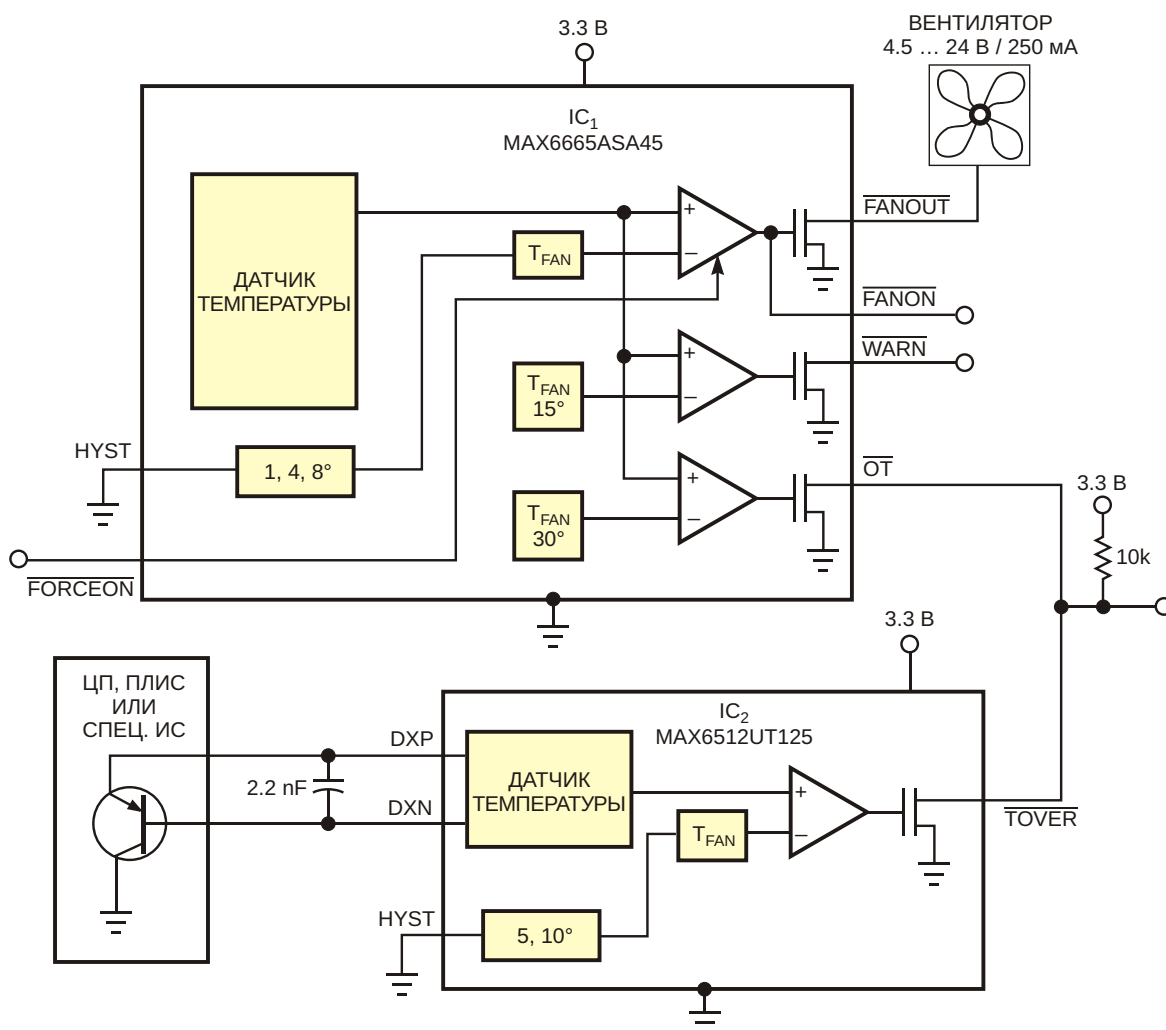
# Схема защиты системы от перегрева

Kerry Lacanette

EDN

Состоящая из двух микросхем схема на Рисунке 1 обеспечивает управление вентилятором, предупреждение о перегреве и формирование сигналов отключения для защиты системы от чрезмерного повышения

температуры. Схема контролирует температуру печатной платы, а также температуру кристалла процессора, ПЛИС или другой микросхемы. IC<sub>1</sub> – это датчик температуры и драйвер вентилятора охлаждения с номи-



**Рисунок 1.** Эта схема обеспечивает управление вентилятором и защиту от перегрева систем и цифровых микросхем, потребляющих большую мощность.

нальным рабочим током 250 мА. При низкой температуре вентилятор охлаждения выключен, чтобы минимизировать шум и износ. Когда температура системы повышается более чем до 45 °С, запрограммированный на заводе компаратор температуры микросхемы IC<sub>1</sub> активирует выход управления вентилятором  $\overline{\text{FANOUT}}$ , подключая нижнюю клемму вентилятора к земле. Вентилятор может работать при напряжениях до 24 В. После включения вентилятора температура системы обычно либо продолжает повышаться с меньшей скоростью, либо несколько падает. Если температура падает достаточно сильно, вентилятор выключается. Чтобы избежать постоянного включения и выключения вентилятора, IC<sub>1</sub> обеспечивает гистерезис 1, 4 или 8 °С, который можно выбрать с помощью входа HYST.

При наличии проблем охлаждения, таких как чрезмерное рассеивание мощности или заблокированные пути вентиляции, рост температуры системы может продолжаться. IC<sub>1</sub> имеет два выхода, предупреждающих о таком состоянии. Выход  $\overline{\text{WARN}}$  становится активным, когда температура превышает 60 °С, а  $\overline{\text{OT}}$  сообщает о том, что температура поднялась выше 75 °С.  $\overline{\text{OT}}$  можно использовать в качестве сигнала выключения системы. Если IC<sub>1</sub> контролирует температуру платы, то IC<sub>2</sub> контролирует температуру кристалла другой микросхемы – обычно процессора, ПЛИС или специализированной микросхе-

мы. В качестве датчика температуры к ней, как правило, подключается р-п переход внешнего малосигнального р-п-р транзистора. IC<sub>2</sub> пропускает ток через этот р-п переход, измеряет результирующее напряжение и вычисляет температуру перехода. Затем IC<sub>2</sub> сравнивает вычисленную температуру с предустановленным порогом. Когда температура перехода превысит порог, в данном случае – 125 °С, микросхема IC<sub>2</sub> активирует выход  $\overline{\text{TOVER}}$ , который можно использовать для отключения системы.

Выходы с открытыми стоками  $\overline{\text{OT}}$  и  $\overline{\text{TOVER}}$  микросхем IC<sub>1</sub> и IC<sub>2</sub> подключены к общему нагрузочному резистору и к клемме отключения питания. Если температура платы или микросхемы превышает максимально допустимый безопасный уровень, система отключается до того, как может произойти ее повреждение. IC<sub>1</sub> следует разместить в том месте, температуру которого необходимо измерять. В зависимости от системы, это место может быть рядом с «горячей точкой» или на пути воздушного потока вентилятора охлаждения. Печатные проводники между IC<sub>2</sub> и выносным датчиком температуры должны быть достаточно короткими и отделенными от высокоскоростных линий данных. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX6512UT125](#)
2. [Datasheet Maxim MAX6665ASA45](#)

# Миллиомметр с 7-сегментным ЖКИ

## Часть 2

Окончание. Начало в номере 01,02-2021

Алексей Кузьминов, Москва

### Разводка и фотографии плат и всего устройства

Разводка всех плат сделана автором с помощью программы Sprint Layout 6.0. Таких плат три: первая – основная плата с МК, вторая – плата сопряжения ЖКИ ИЖЦ 13-8-7 с двумя контроллерами КР1820ВГ1 и третья – миниатюрная плата для установки разъема для зарядки аккумулятора. Разводка плат всех трех плат в формате \*.laub доступна по ссылке в разделе Загрузки.

На Рисунке 4 приведена разводка и фотография (перед распайкой компонентов навесного монтажа) основной платы миллиомметра. Кружками на разводке показаны места с двусторонней пропайкой. На Рисунке 5 – разводка платы с разъемом для подключения зарядного устройства. Разводка платы с ЖКИ не показана в связи с тем, что она такая же, что и в [1].

### Конструкция прибора

По фотографии прибора в открытом корпусе размером 120×60×40 мм (Рисунок 6) можно составить представление о его внутреннем устройстве.

Корпус состоит из двух половин. На первой расположена лицевая сторона прибора. В ней

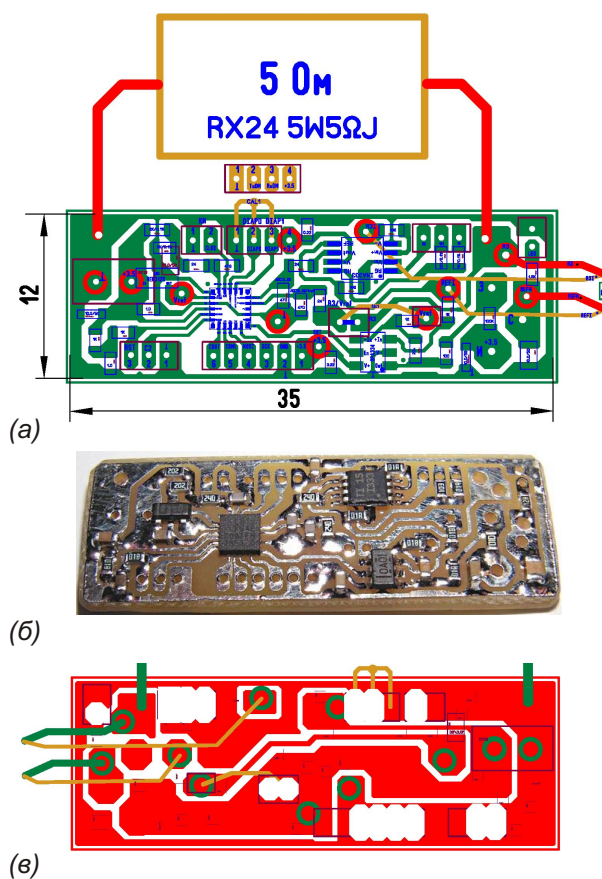
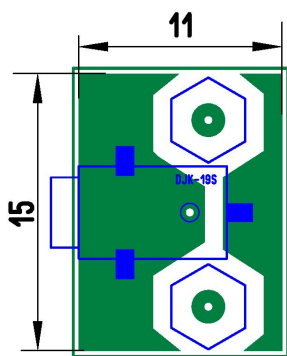
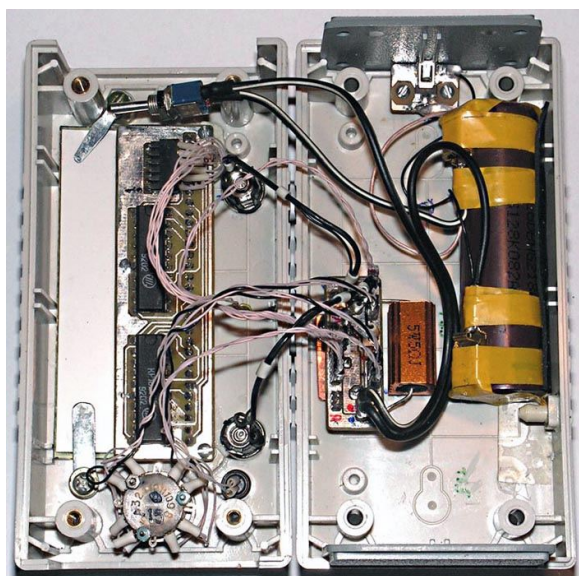


Рисунок 4. Плата миллиомметра: разводка (а) и внешний вид (б) платы со стороны компонентов для поверхностного монтажа, (в) – разводка платы со стороны навесных компонентов.



**Рисунок 5.** Разводка платы с разъемом для зарядного устройства.



**Рисунок 6.** Внутреннее устройство миллиметра.

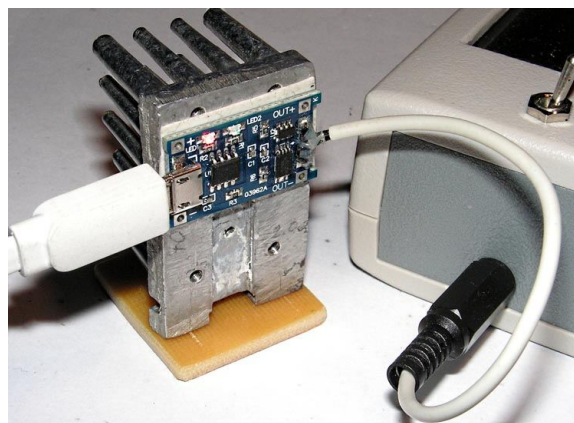
прорезано окно для дисплея, плата которого прикручена винтами М2 к пластмассовым стойкам, приклеенным к внутренней части корпуса, и дополнительно прижата к корпусу двумя пластинами, прикрученными к штатным стойкам винтами М3. На этой же половине корпуса расположены: два измерительных разъема, к которым подключаются ответные разъемы с кабелями, соединенными с зажимами Кельвина; галетный переключатель, ручка которого выведена на лицевую поверхность корпуса; выключатель питания и светодиод. На второй половине корпуса расположена основная плата прибора. Она держится на достаточно жестких выводах транзистора, который припаян к медной пластине размером 20×15×1.5 мм, прикрученной к днищу

корпуса винтом М3 впотай. Аккумулятор приклеен к днищу корпуса губчатой лентой с двухсторонним липким слоем. Плата с разъемом для зарядки аккумулятора прикручена к днищу корпуса двумя винтами М2, а вывод разъема расположен на торце корпуса в просверленном для него отверстии.

Обе половины корпуса скручиваются винтами М3 впотай.

## Зарядка аккумулятора прибора

Как уже упоминалось выше, для зарядки аккумулятора используется специальная плата на базе микросхемы TP4056, оборудованная разъемом microUSB для подключения к ней устройства для зарядки телефона с выходным напряжением 5 В. К выходным контактам устройства на TP4056 припаян двухпроводный кабель, а на другой его конец – ответный разъем DJK-11K (2.5×0.7-L9) – вилка на кабель (Рисунок 7). Провода в месте пайки кабеля к плате укреплены каплей термоклея. Иначе от частого изгибания кабеля провода в месте пайки могут отломиться. Этот кабель подключен к разъему зарядки прибора DJK-19S (XZ, Рисунок 3б), распаянном на небольшой плате (Рисунок 5, Рисунок 6 – справа сверху), а разъем microUSB от устройства зарядки телефона – к плате. При зарядке аккумулятора питание прибора должно быть выключено, а зарядка для телефона подключена к сети. При правильном подключении на плате включится красный светодиод, и начнется зарядка аккумулятора. По завершении (когда аккумулятор зарядится до напряжения 4.2 В) красный светодиод погаснет, и включится синий, сигнализируя о конце зарядки. Здесь следует заметить, что на



**Рисунок 7.** Зарядка аккумулятора прибора.

плате с TP4056 по умолчанию установлено максимальное значение зарядного тока в 1 А. Такой ток обеспечивают далеко не все зарядные устройства для телефона. Кроме того, при токе 1 А плата с TP4056 достаточно сильно нагревается и может выйти из строя от перегрева. Поэтому, если использовать зарядку для телефона (или, например, для зарядки аккумуляторов IQOS), обеспечивающую ток 1 А (или более), то плату необходимо установить на радиатор. Автор использовал игольчатый радиатор с площадью поверхности около 70 см<sup>2</sup>. Плата приклеена к радиатору гибкой термопрокладкой с двусторонним липким слоем (она белого цвета на Рисунке 7). Если же зарядка для телефона обеспечивает ток не более 0.5 А, то радиатор не нужен, т.к. в этом случае нагрев платы небольшой; правда, время зарядки аккумулятора будет существенно больше.

## Программные средства и управление работой прибора

Метод передискретизации и осреднения для увеличения разрешающей способности 14-разрядного SAR-АЦП (встроенного в МК EFM8LB12), используемый для измерений необходимых напряжений в миллиомметре, подробно описан в [1], поэтому описывать его здесь еще раз, на взгляд автора, нет смысла. Вывод информации на ЖКИ ИЖЦ 13-8-7 также подробно описан в [1], поэтому здесь не приводится. Формула (8) для расчета измеряемого резистора  $R_X$  примитивно проста, и запрограммировать ее в МК не составляет большого труда. Поэтому ниже будет описана только суть работы подпрограмм, используемых в миллиомметре, и способ их запуска.

Таких подпрограмм три: первая – подпрограмма калибровки полной шкалы АЦП МК, вторая – подпрограмма установки нуля прибора на выбранном диапазоне, третья – подпрограмма штатной работы прибора. Кроме того, в миллиомметре используется еще одна подпрограмма – для индикации уровня зарядки аккумулятора, или, другими словами, степени его разряженности.

Подпрограмма калибровки полной шкалы АЦП может быть запущена только при открытом корпусе прибора (Рисунок 6). Эту подпрограмму требуется запустить всего один раз, перед тем как корпус прибора будет закрыт.

Для запуска подпрограммы калибровки полной шкалы АЦП необходимо:

1. Снять с разъема XD/RS (Рисунок 2) ответный разъем кабеля.
2. Подключить к контактам 1-3 разъема XD/RS 3-контактную перемычку – ответный разъем с соединенными тремя контактами между собой.
3. Снять 2-контактную перемычку (джампер) с контактов разъема XR3Vref.
4. Соединить контакт 2 разъема XR3Vref с контактом одноконтактного разъема XRef. Для этого необходимо изготовить однопроводный кабель с двумя ответными контактами (гнездами) на его концах.
5. Включить питание прибора.

Подпрограмма измерит опорное напряжение  $V_{REF}$  в безразмерном виде, т.е. АЦП покажет значение близкое к 1 (например, у одного экземпляра МК это значение было равно 0.9998). Далее вычислится обратное значение (в данном случае оно будет равно  $1/0.9998 = 1.0002$ ), которое в виде коэффициента  $K$  запишется во флэш-память МК ( $K = 1.0002$ ) и прочитается из нее. Далее будет произведено повторное измерение напряжения, которое будет умножено на  $K$  и выведено на дисплей. Показание на дисплее должно быть: «1.0000». Если на дисплее получено такое показание, то это будет означать, что калибровка полной шкалы произведена правильно. В противном случае необходимо произвести калибровку заново, выключив и включив питание прибора.

После калибровки полной шкалы необходимо вернуть все разъемы в первоначальное состояние, и закрыть корпус прибора. На этом калибровка полной шкалы заканчивается.

### **Подпрограмма установки нуля для каждого диапазона измерений**

Запуск этой подпрограммы необходимо проводить в следующей последовательности.

1. Подключить к прибору штекеры от зажимов и соединить их измерительные контакты между собой.
2. Не включая питания, нажать кнопку и, не отпуская ее, включить питание. Далее кнопку отпустить. Подпрограмма прочитает из флэш-памяти коэффициент  $K$ ,

полученный при калибровке полной шкалы АЦП, и с учетом этого коэффициента произведет измерение сопротивления (в данном случае это сопротивление равно нулю). Результат будет выведен на дисплей. Показания должны быть нулевыми на каждом диапазоне. Подпрограмма вычислит разницу между нулем и измеренным сопротивлением, запишет эту разницу в виде коэффициента ( $K_0$  – для первого диапазона,  $K_1$  – для второго и  $K_2$  – для третьего).

3. Выключить питание, и включить его заново. Затем нажать и отпустить кнопку. Программа прочитает из флэш-памяти записанные ранее коэффициенты ( $K$ ,  $K_0$ ,  $K_1$  и  $K_2$ ), измерит сопротивление (нулевое, т.к. зажимы закорочены) и с учетом коэффициентов выведет результат на экран дисплея. Показания прибора также должны быть нулевыми. В противном случае необходимо произвести повторно установку нуля (п. 2). Во время измерения кратковременно (не более секунды) загорится и погаснет светодиод.
4. Произвести установку нуля на всех трех диапазонах.

На этом установка нуля прибора заканчивается.

### **Измерение сопротивления резисторов в штатном режиме работы**

1. Подключить измеряемый резистор к зажимам.
2. Установить нужный диапазон измерения.
3. Включить питание прибора.
4. Нажать и отпустить кнопку.

Программа прочитает из флэш-памяти записанные ранее коэффициенты ( $K$ ,  $K_0$ ,  $K_1$  и  $K_2$ ), измерит сопротивление подключенного резистора и с учетом коэффициентов выведет результат на экран дисплея. Во время измерения кратковременно (не более секунды) загорится светодиод, который затем погаснет, а показания останутся на дисплее.

Подпрограмма для индикации уровня зарядки аккумулятора работает следующим образом.

Максимальное напряжение, до которого заряжается аккумулятор, как было упомянуто выше, составляет 4.2 В. Минимально допус-

тимое напряжение, при котором аккумулятор функционирует в штатном режиме, составляет 2.7 В. Разница между этими двумя напряжениями составляет:  $4.2 \text{ В} - 2.7 \text{ В} = 1.5 \text{ В}$ . Если разделить эту разницу на 3 части, то получим 0.5 В. В соответствии с этим можно найти 3 граничных напряжения, определяющие степень заряженности аккумулятора: 2.7 В, 3.2 В и 3.7 В.

Для определения выходного напряжения аккумулятора (назовем его  $U_{\text{БАТ}}$ ), как было указано выше (см. Рисунок 2), это напряжение (сниженное в 2 раза делителем R15-R16) подается на вход канала 1 АЦП МК (ADC0.1 – сигнал ADCIN\_Vp). Индикация степени зарядки аккумулятора осуществляется на дисплее с помощью отдельного окна. В этом окне (справа) индицируется 1 разряд дисплея, состоящий из трех горизонтальных сегментов. Подпрограмма измеряет напряжение  $U_{\text{БАТ}}$ , и, если  $U_{\text{БАТ}} \geq 2.7 \text{ В}$ , то индицируется «пустой» аккумулятор (ни один из сегментов не «горит»), если  $2.7 \text{ В} < U_{\text{БАТ}} < 3.2 \text{ В}$ , то индицируется один нижний сегмент, если  $3.2 \text{ В} < U_{\text{БАТ}} < 3.7 \text{ В}$  – два сегмента (нижний и средний), если  $U_{\text{БАТ}} > 3.7 \text{ В}$  – все три сегмента. Если для измерения напряжений  $U_{\text{OUT}}$  и  $U_{\text{РОБР}}$ , использующихся в расчете значения измеряемого резистора  $R_x$  по формуле (8), производится 64-кратное осреднение результатов 1024 показаний АЦП (осредненных с децимацией), то для измерения значения  $U_{\text{БАТ}}$  производится 8-кратное осреднение. Это сделано в связи с тем, что высокая точность измерения  $U_{\text{БАТ}}$  не нужна, а 8-кратное осреднение требует в 8 раз меньше времени (т.е. почти на порядок), чем 64-кратное. А это дополнительное время, которое входит в общее время прохождения большого тока (0.5 А). Поэтому оно и снижено в 8 раз, чтобы аккумулятор меньше разряжался.

Здесь следует заметить, что если время измерения  $R_x$  не превышает 1 секунды, т.е. каждое измерение требует  $0.5 \text{ А} \cdot \text{с}$ , то аккумулятора емкостью 3 А·ч ( $3600 \text{ А} \cdot \text{с} \times 3 = 10800 \text{ А} \cdot \text{с}$ ) хватит на  $10800 \text{ А} \cdot \text{с} / 0.5 \text{ А} \cdot \text{с} = 21600$  (20000) измерений до полного разряда аккумулятора.

Потребление тока миллиомметром только при индикации показаний составляет около 15 мА, т.е. существенно меньше, чем во время измерения (500 мА). Также следует

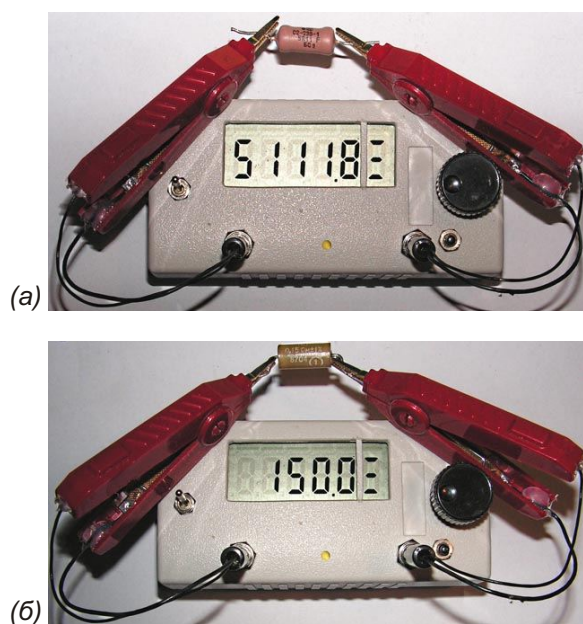
отметить, что потребление тока только в режиме индикации для миллиомметра (15 мА) в 3 раза выше, чем потребление тока вольтметром (5 мА), описанным в [1]. Утроенное потребление тока – следствие учетверенной тактовой частоты процессора МК (72 МГц в миллиомметре против 18 МГц – в вольтметре [1]). Однако учетверение тактовой частоты процессора МК снизило время измерения (когда протекает ток 0.5 А) до 1 секунды (при частоте 18 МГц это время составляет 3 секунды). Здесь, на взгляд автора, комментарии излишни.

Программа для МК миллиомметра в уже готовом загрузочном \*.hex-формате доступна по ссылке в разделе Загрузки.

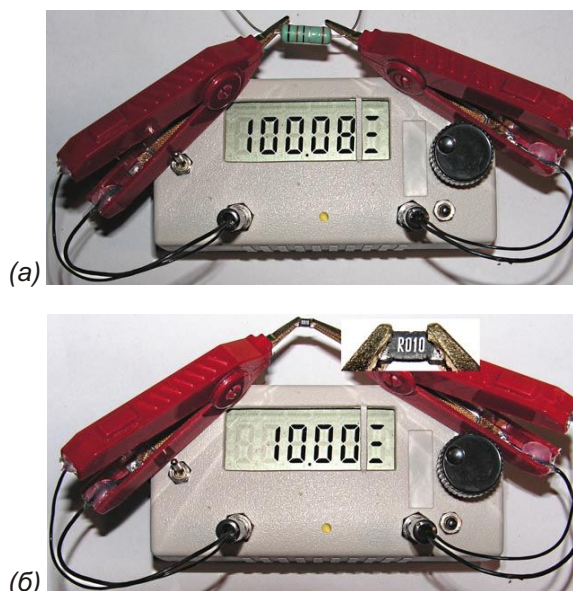
## Результаты измерений

Для проверки работоспособности прибора автор подобрал несколько однопроцентных резисторов разного номинала и два шунта (класса 0.5). Результаты измерений показаны на Рисунках 8-10, в подрисуночных подписях к которым указаны номиналы резисторов и шунтов.

Проведя эксперименты по измерению сопротивлений и увидев их результаты (Рисунки 8-10), автор, признаться, был несколько изумлен. Конечно, предполагалось, что прибор, по идее, должен измерять подобные



**Рисунок 8.** Измерения (первый диапазон) сопротивлений резисторов номиналом: (а) – 5.11 Ом 1% (C2-29B-1), (б) – 0.15 Ом 1% (C5-16MB 1 Bm).



**Рисунок 9.** Измерения (второй диапазон) сопротивлений резисторов номиналом: (а) – 0.1 Ом 1% (KNP300), (б) – 0.01 Ом 1% (SMD 2512).

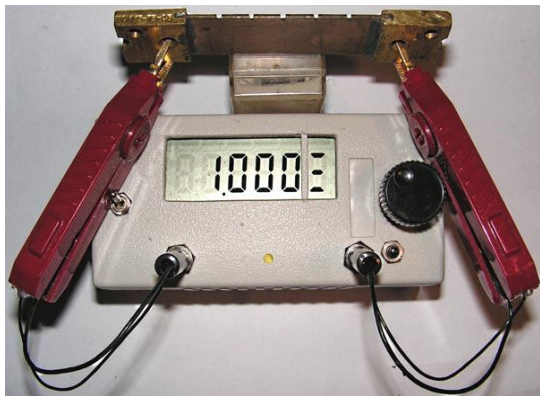
сопротивления, но откуда взялись такая невероятная чувствительность и достаточно приемлемая точность, особенно при измерении сопротивлений шунтов (Рисунок 10)?

Если судить о погрешностях результатов измерений, то, учитывая формулу (8), можно прийти к выводу, что сопротивление измеряемого резистора  $R_x$  зависит от четырех параметров: от результатов измерений двух напряжений  $U_{OUT}$  и  $U_{ROBR}$ , от коэффициента усиления ИУ  $G$  и номинала  $R_{OBR}$ . Если не учитывать погрешности измерений напряжений  $U_{OUT}$  и  $U_{ROBR}$ , то остаются 2 параметра:  $G$  и  $R_{OBR}$ . Как следует из справочного листа на ИУ INA333, типовая (максимальная) погрешность установки коэффициента  $G$  при  $G = 1$  составляет 0.01% (0.1%), при  $G = 10$  – 0.05% (0.25%), при  $G = 100$  – 0.07% (0.25%). Установка коэффициента  $G$  осуществляется резисторами  $R_6$  и  $R_7$  (Рисунок 2), имеющими погрешность 0.1%. Сопротивление образцового резистора  $R_{OBR}$  было измерено более точным прибором, с погрешностью около 0.1%. Если принять среднее значение погрешности установки коэффициента  $G$  равной  $G = 0.1\%$  и сложить ее с погрешностями  $(R_6/R_7) = 0.1\%$  и  $R_{OBR} = 0.1\%$ , то получим, что осредненная погрешность измерения прибором сопротивления  $R_x$  будет равна:  $R_x = G + (R_6/R_7) + R_{OBR} = 0.3\%$ . Но даже если принять максимальную погрешность

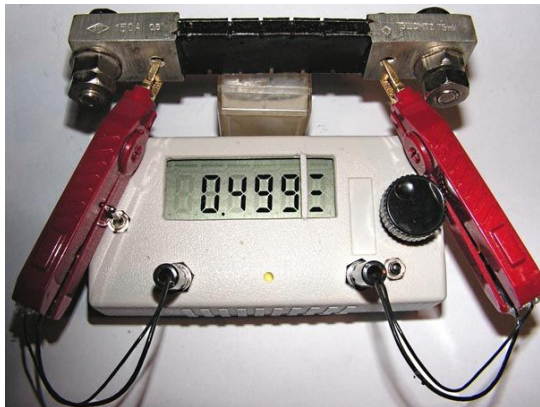




(а)



(б)



(в)

**Рисунок 10.** Измерения (третий диапазон) сопротивлений резисторов номиналом: (а) – 0.005 Ом 1% (SMD 2512), (б) – 1 мОм 0.5% (шунт 75ШСММ3-75-0.5 – 75А, 75 мВ, класс 0.5), (в) – 0.5 мОм 0.5% (шунт 75ШСМТ2 – 150 А, 75 мВ, класс 0.5).

$G = 0.25\%$ ,  $R_{\text{ОБР}} = 0.5\%$  и  $(R_6/R_7) = 0.1\%$ , то получим  $R_x = 0.85\%$ , т.е. не более 1%, причем на всех трех диапазонах.

На основе вышеприведенных рассуждений можно сделать вывод, что погрешность  $R_x$  лежит где-то посередине между 0.3% и 0.85%. С другой стороны, если посмотреть на результаты некоторых измерений, которые вообще в точности показали номинал (Рисун-

ки 8б, 9б и 10б), т.е. практически нулевую погрешность, то можно заключить, что погрешность, похоже, даже меньше, чем 0.3%. Здесь следует заметить, что совпадение измеренных миллиомметром значений с номиналами резисторов и шунта, скорее всего, чисто случайно, поскольку как резисторы, так и шунт имеют свои погрешности (1% и 0.5%, соответственно), и при измерении эти погрешности могли просто скомпенсироваться с погрешностями прибора. Однако этот факт еще раз подтверждает, что измерения малых сопротивлений прибором достаточно адекватны. Конечно, хорошо бы измерить сопротивления тех же резисторов, что приведены на Рисунках 8–10, более точным прибором, но, к сожалению, у автора подобного прибора нет. А если бы был, возможно, не было бы описанного миллиомметра (и, вероятно, самой статьи).

## Заключение

В заключение хотелось бы отметить достаточно приличную точность измерения прибором малых сопротивлений. Простота схем и, в связи с этим, несложная разводка плат и их малый размер позволили расположить прибор в небольшом корпусе и, кроме того, определили возможность его легкого повторения. Стоимость всех комплектующих прибора, по подсчетам автора, не превышает 10\$. [PL](#)

## Литература

1. Кузьминов А. [Цифровой вольтметр с повышенной разрешающей способностью](#).
2. Кузьминов А. Ю. Связь между компьютером и микроконтроллером. Современные аппаратные и программные средства. М.: «Перо». 2018.
3. Кузьминов А. Программирование микроконтроллеров EFM8 с помощью встроенного загрузчика программ. Радио. 2018. № 12.

## Материалы по теме

1. [Datasheet Silicon Labs EFM8LB12](#)
2. [Datasheet Texas Instruments INA333](#)
3. [Datasheet Texas Instruments OPA334](#)
4. [Datasheet Texas Instruments REF3125](#)
5. [Datasheet STMicroelectronics STD30PF03](#)

## Загрузки

[Дополнительные материалы к статье](#)



# Электронная нагрузка



Басков М. П.

М.П. Басков, О.Д. Левашов, Москва

*«Каждая женщина должна позволить себе купить крем “Буренка”. Хотя бы раз в жизни». Телевизионная реклама.*

Перефразируя эпитафию, можно смело утверждать, что каждый разработчик хотя бы раз в жизни сталкивался с необходимостью применения электронной нагрузки.

Перфекционисты покупают китайские подделки с микроконтроллерами на борту, но большинство мужественно преодолевают тяготы и лишения, возникающие при самостоятельном изготовлении электронных нагрузок.

Несколько лет назад авторы также сподобились приобщиться к мощной группировке (судя по обилию тематических YouTube-каналов) разработчиков этих приборов.

Описанная ниже электронная нагрузка изначально предназначалась для исследования характеристик солнечных панелей, однако уже много лет используется в разнообразной лабораторной практике. Она обладает несколькими особенностями:

1. Наличием токовой развертки, позволяющей наблюдать на экране осциллографа характер изменения напряжения на выходе исследуемого источника питания;
2. Использованием в качестве энергопоглощающего элемента автомобильных ламп накаливания.

Нелинейный характер изменения сопротивления ламп накаливания от протекающего через них тока не влияет на характеристики прибора.

Схема устройства приведена на Рисунке 1. На микросхеме DA1 собран генератор линейного пилообразного напряжения. Для повышения нагрузочной способности использован один из операционных усилителей ошибки в режиме повторителя. Нижнее значение напряжения на выходе операционного усилителя составляет примерно 400 мВ. Применение диода VD1 снижает его до 40–50 мВ, что позволяет получить токовую развертку практически от нуля.

Переключатель SW1 позволяет выбрать режим работы прибора.

На микросхеме DA2, транзисторах VT1, VT2 и VT3 собран широтно-импульсный регулятор с обратной связью по току. Схемное решение стандартное, особенностей не имеет. Рабочая частота широтно-импульсного регулятора около 10 кГц. Нагрузкой регулятора служат две 12-вольтовые автомобильные лампы Philips, нити накала которых (65 Вт и 55 Вт) соединены параллельно, а сами лампы соединены последовательно. Авто-

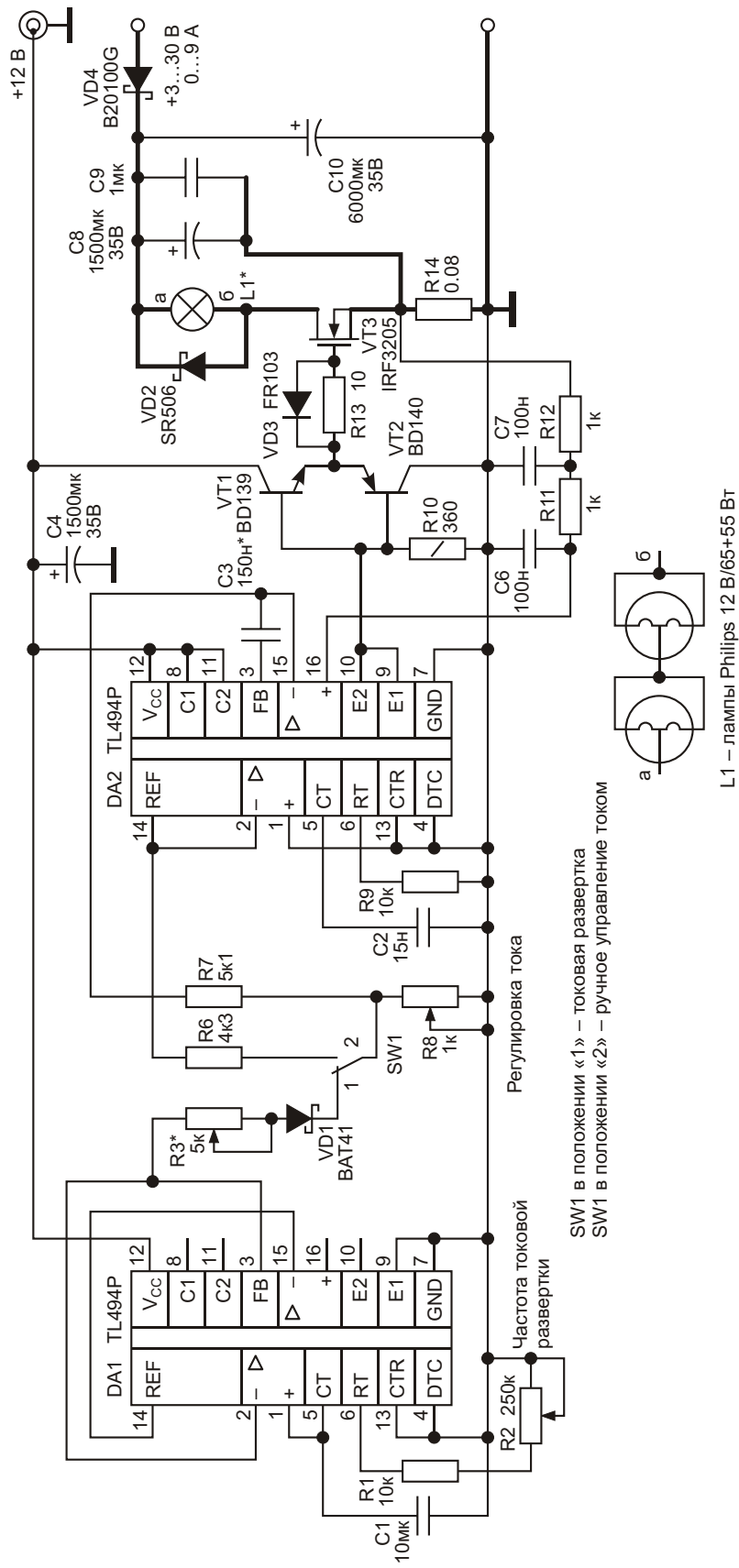


Рисунок 1. Принципиальная схема электронной нагрузки.

мобильные лампы имеют, как минимум, 30% запас по мощности, что позволяет использовать систему из двух последовательно включенных ламп до напряжения в 30 В.

Максимальная мощность, на которой была испытана данная нагрузка, составляет 270 Вт в течение 10 минут, однако при использовании в режиме 24×7 мощность не должна превышать 120–150 Вт.

## Конструктивные особенности и рекомендации по монтажу

Внешний вид прибора показан на Рисунке 2. Прибор выполнен в корпусе блока питания АТХ-400W и использует штатный вентилятор для охлаждения ламп. Схема вентиляции сохранена исходной – «на вытяжку».



Рисунок 2. Внешний вид прибора.

С повышением тока нагрузки увеличивается доля энергии, излучаемая в виде светового потока, на который не влияет вентиляция. Поэтому для защиты электронных компонентов от нагрева применен «фотонный отражатель» в виде полированной алюминиевой пластины толщиной 0.5 мм.

Компоненты, соединенные на принципиальной схеме толстыми линиями, находятся на минимальном технически возможном расстоянии друг от друга, что способствует минимизации паразитных индуктивностей монтажных соединений, и, в свою очередь, ограничивает выбросы на стоке силового транзистора до безопасных значений. Нагрев диода VD2 отсутствует.

На Рисунке 3 показана форма сигнала на стоке VT3 при его запуске. Повышение

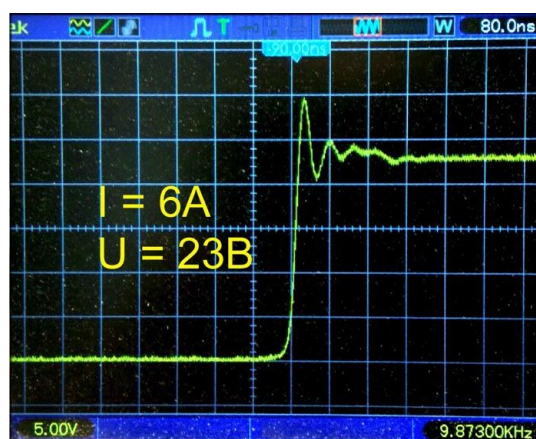


Рисунок 3. Форма сигнала на стоке VT3 при его запуске.

скорости нарастания (спада) сигнала и уменьшение выбросов при коммутации имеют важное значение для снижения динамических потерь. С этой же целью транзисторы VT1 и VT2 установлены в непосредственной близости от транзистора VT3.

Провода, ведущие от входных клемм к силовой части, имеют сечение 4 мм<sup>2</sup>. Для контроля тока, потребляемого электронной нагрузкой от тестируемого источника питания, на лицевой панели прибора установлен вольтметр-амперметр 100 В/10 А, купленный на AliExpress и имеющий точность около 1.5% ± единица последнего разряда. При повторении конструкции желательно поставить четырехразрядный вольтметр-амперметр, что позволит получить более высокую точность измерений.

Диод VD4 и транзистор VT3 установлены на радиаторе 20 см<sup>2</sup> через силиконовые прокладки. Температура радиатора, находящегося в охлаждающем потоке воздуха, не превышает 45 градусов.

Электронная часть, за исключением транзистора VT3, питается от сетевого адаптера напряжением 12 В.

Рекомендуем в качестве проводов, соединяющих вход электронной нагрузки и выход исследуемого источника питания, использовать двойной аудиокабель с сечением 4–6 мм<sup>2</sup>. Такой кабель выполнен из электролитической меди и отличается чрезвычайно низким сопротивлением, что позволяет не только уменьшить тепловые потери, но и контролировать выходное напряжение тестиру-

емого источника питания встроенным вольтметром электронной нагрузки.

## Рекомендации по настройке режима токовой развертки

Убедившись в работоспособности прибора, приступаем к настройке токовой развертки. Подключаем осциллограф к среднему выводу переключателя SW1.

Выбираем режим ручного управления и устанавливаем ток нагрузки, равный максимальному току, с которым будет использоваться нагрузка. В зависимости от конструктивного исполнения и назначения это может быть и 5 А и 10 А.

Отмечаем положение линии на экране осциллографа (удобно установить в это положение второй луч).

Переключаем SW1 в положение токовой развертки. Изменяем сопротивление R3 до тех пор, пока максимальное значение пилообразного напряжения станет равно или чуть больше отмеченного ранее значения. Настройка закончена.

Теперь при переходе в режим токовой развертки ток, потребляемый нагрузкой от исследуемого источника питания, будет линейно изменяться практически от нуля до установленного ранее значения.

## Возможное расширение функционала

При необходимости использовать электронную нагрузку именно для тестирования фотоэлектрических модулей, можно добавить режим стабилизации напряжения, для

чего задействовать свободный усилитель ошибки в микросхеме DA2.

Если недостаточно линейной токовой развертки, нужно добавить еще одно положение переключателя SW1 и внешний вход, на который можно подавать положительный сигнал произвольной формы от функционального генератора. Настройка максимального уровня внешнего сигнала производится, аналогично описанной выше, изменением сопротивления резистора, включенного между новым контактом SW1 и внешним входом.

Максимальное рабочее напряжение можно увеличить изменением количества ламп, включенных последовательно, и применением более высоковольтных элементов в силовой части.

## Заключение

Завершая описание электронной нагрузки, авторы считают необходимым указать на основной недостаток данного схемотехнического решения. С помощью описанного прибора нельзя исследовать быстрые динамические процессы в тестируемом источнике питания. Для некоторых применений это критически важно. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TL494](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor BD139](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor BD140](#)
4. [Datasheet Infineon IRF3205](#)
5. [Datasheet Thinki Semiconductor B20100G](#)
6. [Datasheet STMicroelectronics BAT41](#)
7. [Datasheet Won-Top FR103](#)
8. [Datasheet MCC SR506](#)

## Загрузки

[Видеоролик, демонстрирующий электронную нагрузку в работе](#)





элемента «HE» является резистор R3, а также светодиоды HL1 и HL2. Эти светодиоды индицируют наличие сигнала более высокой частоты на одном из входов устройства.

Выходные сигналы от компаратора и эквивалента элемента «HE» поступают на аналоговые коммутаторы DA1.1 и DA1.2 на микросхеме CD4066. Если сигнал, например, на входе А превышает по частоте сигнал на входе В, то на выход устройства будет проходить сигнал со входа А (сигнал более высокой частоты). Для выделения на выходе селектора сигнала более низкой частоты следует переключить входы компаратора DA2.1 либо управляющие входы аналогового коммутатора DA1.

Разрешающая способность устройства по частоте на разных участках диапазона составляет  $\pm 1...2\%$ . Рабочий диапазон частот определяется RC-номиналами преобразова-

теля «Частота-напряжение» и для указанных на схеме номиналов простирается до 20 кГц.

Предельные рабочие частоты селектора определяются быстродействием входных цепей устройства (триггеров – делителей частоты) и коэффициентом деления частот входных сигналов. При переходе на ТТЛ микросхемы эти частоты могут достигать десятков МГц и выше. Разрешающая способность селектора при сравнении частот определяется масштабом преобразования частоты в напряжение, а также свойствами используемого компаратора. **ПЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4013B](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4066B](#)
3. [Datasheet Intersil LM339](#)
4. [Datasheet Microchip 2N7000](#)

# Селектор импульсов по коэффициенту заполнения

Михаил Шустов, г. Томск

Приведена схема сравнения двух цифровых сигналов по коэффициенту заполнения импульсов и выделения на выходах устройства сигналов с меньшим или большим коэффициентом заполнения импульса.

Коэффициент заполнения импульсного сигнала  $D$  определяется как отношение длительности импульса  $t$  к его периоду  $T$ :  $D = t/T$ .

Селектор импульсов позволяет сравнивать входные цифровые сигналы по их коэффициенту заполнения и пропускать на свои выходы сигналы, имеющие больший или меньший коэффициент заполнения импульса.

Устройство, Рисунок 1, работает следующим образом. Входные сигналы прямоугольной формы (входы А и В) поступают на управляющие входы аналоговых коммутаторов DA1.1 и DA1.2 микросхемы CD4066. Эти ана-

логовые коммутаторы являются составной частью преобразователей коэффициента заполнения импульса в напряжение. Высокомные резисторы R2 и R4 номиналом 15 МОм представляют собой генераторы стабильного тока. В зависимости от коэффициента заполнения входных сигналов на RC-цепочках R7C2 и R8C3 нагрузок этих генераторов будут формироваться постоянные напряжения, пропорциональные коэффициентам заполнения импульсов входных сигналов.

Сигналы с RC-цепочек R7C2 и R8C3 подаются на входы компаратора DA2.1 LM339. В

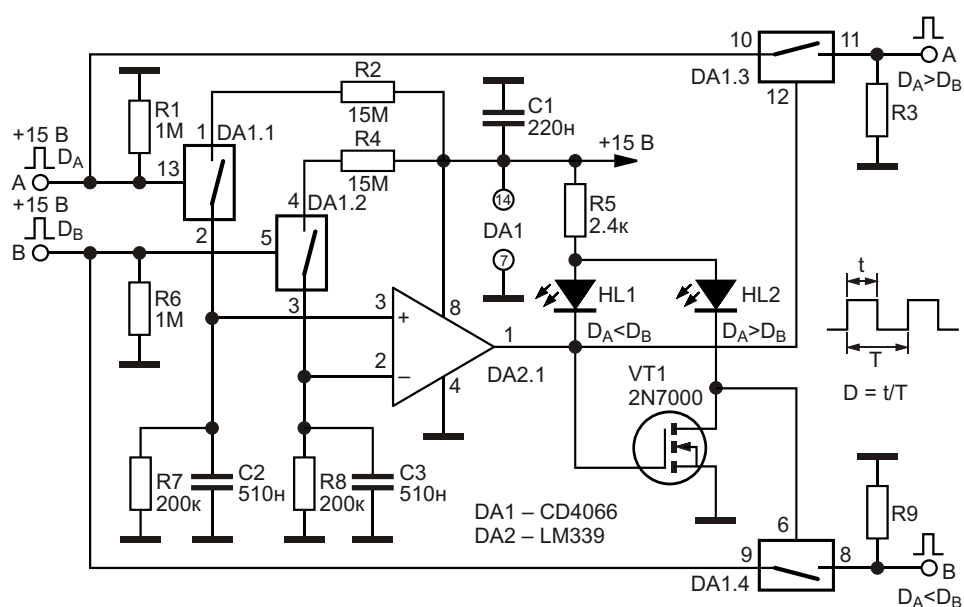


Рисунок 1. Электрическая схема селектора импульсов по коэффициенту заполнения.



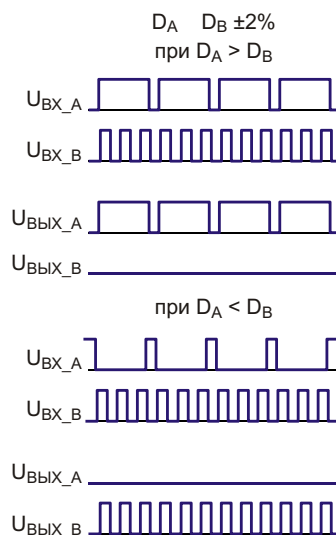
зависимости от соотношения напряжений на входах компаратора на его выходе будет формироваться сигнал логической единицы или логического нуля. К выходу компаратора подключен логический элемент «НЕ», выполненный на полевом транзисторе VT1 2N7000.

Нагрузками компаратора и элемента «НЕ» являются резистор R5, а также вспомогательные элементы – светодиоды HL1 и HL2, индикация которых позволяет визуально определить на каком из входов устройства коэффициент заполнения импульсов выше.

С выходов компаратора DA2.1 и элемента «НЕ» сигналы поступают на управляющие входы аналоговых коммутаторов DA1.3 и DA1.4. Входы этих коммутаторов подключены к входам А и В. При наличии управляющих сигналов уровня логической единицы коммутаторы пропускают входной сигнал на выходы А или В, соответственно.

Так, в случае, если коэффициент заполнения импульсов сигнала на входе А превышает коэффициент заполнения импульсов сигнала на входе В ( $D_A > D_B$ ), на выходе компаратора DA2.1 устанавливается уровень «лог. 1», а на выходе элемента «НЕ» – «лог. 0». Светодиод HL2 индицирует состояние  $D_A > D_B$ , аналоговый коммутатор DA1.3 пропускает на выход А сигналы со входа А без искажений. На выходе В сигнал отсутствует (равен нулю).

При выполнении условия  $D_A < D_B$  светодиод HL1 индицирует состояние  $D_A < D_B$ , аналоговый коммутатор DA1.4 пропускает на выход В сигналы со входа В. На выходе А сигнал отсутствует.



**Рисунок 2.** Динамика электрических процессов на входах и выходах селектора при различном соотношении коэффициентов заполнения входных сигналов.

На Рисунке 2 показаны варианты прохождения сигналов при реализации неравенства  $D_A \neq D_B$  для двух вариантов соотношения коэффициентов заполнения импульсов по входам А и В.

Особенностью рассмотренного селектора импульсов по коэффициентам заполнения импульсов входных сигналов является то, что результат сравнения не зависит от частоты. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4066B](#)
2. [Datasheet Intersil LM339](#)
3. [Datasheet Microchip 2N7000](#)

# Оцифровывайте сигнал термопары возле точки измерения

Tamer Mogannam, Maxim Integrated Products

Electronic Design

Термопары являются популярными датчиками для промышленного измерения температуры, поскольку они точны, дешевы, доступны и подходят для широкого диапазона температур. Термопара состоит из двух проводов из различных металлов или металлических сплавов, сваренных вместе на чувствительном конце (обычно называемом горячим спаем). Выходной сигнал термопары – это разность напряжений на других концах проводов (называемых холодным спаем), температура которых должна поддерживаться при известном значении.

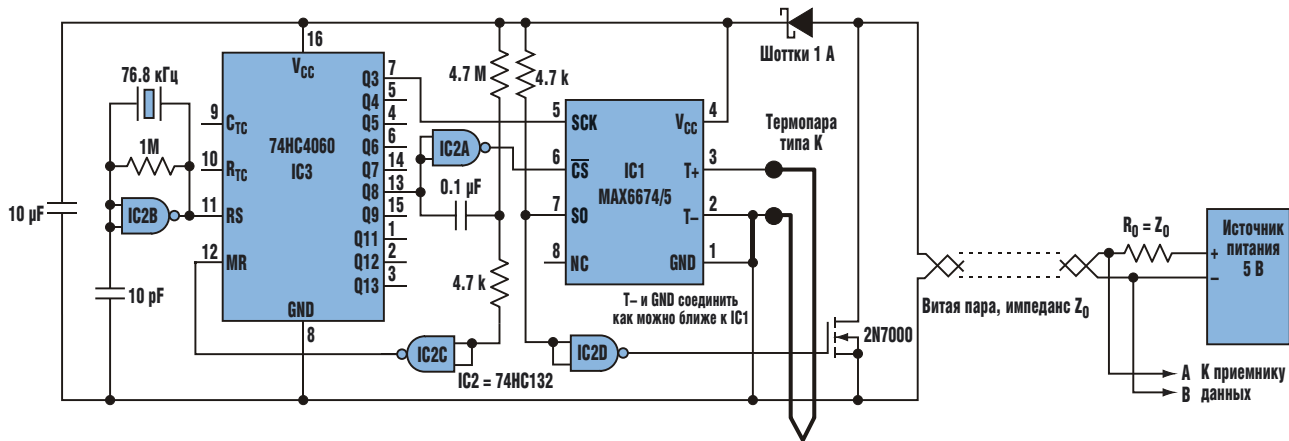
Если это требуется приложением, холодный спай может быть и теплее горячего спая. В этом случае полярность выходного напряжения термопары просто меняется. Таким образом, термопары измеряют разность температур между их горячим и холодным спаями. Чтобы получить абсолютную температуру чувствительной точки горячего спая, необходимо измерить температуру холодного спая и соответствующим образом отрегулировать выходной сигнал термопары. Этот метод называется компенсацией холодного спая.

Когда термопары впервые были использованы в середине 1800-х годов, абсолютные измерения выполнялись путем поддержания холодного спая в равновесной смеси льда и дистиллированной воды, что позволяло установить истинную опорную точку 0 °C. Сегодня

изотермичность холодного спая, расположенного на входе блока обработки сигналов термопары, обычно поддерживается небольшой пластиной материала с высокой теплопроводностью. Идеальным материалом является медь, теплопроводность которой равна 394 Вт/(м·К). Входные подключения должны быть электрически изолированы, но термически связаны с пластиной. В идеале в эту изотермическую среду должен быть включен весь блок обработки сигналов.

Как и другие схемы, работающие с низкочастотными сигналами (сигналы термопар находятся в диапазоне мкВ/°C), блок обработки сигналов термопары чувствителен к электромагнитным помехам (ЭМП), и сами провода термопар часто являются приемниками помех. ЭМП увеличивают ошибку принимаемого сигнала и снижают точность полученных данных о температуре. С другой стороны, специальный кабель, необходимый для такого подключения термопары, стоит дорого, а если его случайно заменить другим кабелем, диагностировать причину возникшей проблемы будет трудно.

Обычные варианты минимизации помех включают перемещение схемы управления ближе к точке измерения (поскольку уровень ЭМП пропорционален длине проводов), добавление удаленной платы с локальным интеллектом рядом с точкой измерения или



**Рисунок 1.** Эта схема, питающаяся от источника напряжения, находящегося на дальнем конце 900-метрового кабеля, оцифровывая выходной сигнал термопары возле точки измерения, минимизирует влияние электромагнитных помех.

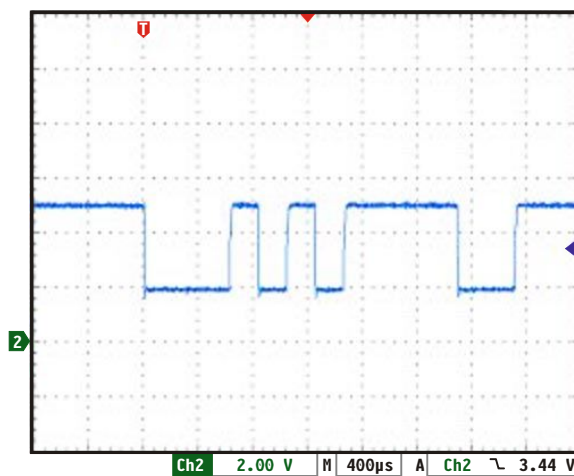
введение сложной фильтрации сигналов и экранирования кабеля. Более хорошим решением будет оцифровка выходного напряжения термопары в непосредственной близости от места измерения (Рисунок 1). Это особенно полезно, если управляющий микроконтроллер находится далеко от точки измерения.

В этом примере схема обработки сигналов состоит из высокочувствительного усилителя постоянного тока, датчика температуры, схемы компенсации холодного спая, аналого-цифрового преобразователя (АЦП) с внутренним источником опорного напряжения, детектора/сигнализатора обрыва термопары и цифрового выходного интерфейса. Все эти функции могут быть интегрированы в небольшие микросхемы, такие как MAX6674 и MAX6675. Сигналы их выходных последовательных интерфейсов в цифровой форме представляют температуру в точке измерения термопары.

Внутренние схемы дискретизации сигналов термопары микросхем MAX6674/6675 адаптированы для использования с хромель-алюмелевыми термопарами (тип К). MAX6674 имеет диапазон измерений от 0 °С до 128 °С с разрешением 0.125 °С, тогда как MAX6675 измеряет температуры от 0 °С до 1024 °С с разрешением 0.25 °С. Обе микросхемы имеют совместимый с SPI интерфейс, работающий под управлением микроконтроллера или аналогичного локального интеллекта.

Интерфейс SPI микросхемы IC1 синхронизируется генератором на микросхемах IC2 и IC3, с помощью которого IC1 формирует последовательность асинхронных последовательных символов со скоростью 4800 бод: один стартовый бит, 11 бит данных (13 для MAX6675) и один стоповый бит. 11 (или 13) бит данных включают 10 (или 12) бит двоичной информации непосредственно о температуре (старший значащий бит впереди) и один бит, предупреждающий об обрыве термопары.

Точность поддержания скорости передачи данных гарантируется кварцевой стабилиза-



**Рисунок 2.** Это последовательное слово данных, приходящее на контакты А-В (Рисунок 1), представляет температуру 21.875 °С, измеренную термопарой на другом конце кабеля.

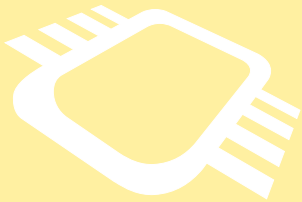
цией генератора. Для правильной работы схемы чувствительный наконечник термопары должен быть электрически изолирован. Необходимо также убедиться, что IC1 всегда находится в диапазоне рабочих температур от  $-20^{\circ}\text{C}$  до  $85^{\circ}\text{C}$ .

Схема подключается к удаленному источнику питания и приемнику данных витой парой, через которую подается питание в схему и возвращаются цифровые данные в приемник. Измерения температуры выполняются за один цикл преобразования внутреннего 10-битного АЦП микросхемы IC1 и выво-

дятся в кабель в виде последовательного слова данных. На Рисунке 2 показан пример передачи результата измерения по витой паре длиной 900 метров. Данные показывают, что термопара находится в нормальном рабочем состоянии и измеряет температуру  $21.875^{\circ}\text{C}$ . **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX6674/5](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD74HC132](#)
3. [Datasheet NXP 74HC4060N](#)
4. [Datasheet Microchip 2N7000](#)



## РАДИОЛОЦМАН.ЖУРНАЛ

[www.rlocman.ru/magazine](http://www.rlocman.ru/magazine)

Официальные версии только здесь: без регистрации и назойливой рекламы, с высокой скоростью скачивания.

## РАДИОЛОЦМАН.ФОРУМ

[www.rlocman.ru/forum](http://www.rlocman.ru/forum)

Обсуждайте статьи и новости, общайтесь!  
Приглашаем профессионалов.

## РАДИОЛОЦМАН.ЦЕНЫ

[www.rlocman.ru/price](http://www.rlocman.ru/price)

Подберите оптимального поставщика  
электронных компонентов, измерительной и электронной техники.  
Цены, условия поставки и доставки.

## РАДИОЛОЦМАН.СОЦ.СЕТИ

Обновления в привычном формате.



[vk.com/rlocman](http://vk.com/rlocman)



[facebook.com/rlocman](http://facebook.com/rlocman)



[ok.ru/rlocman](http://ok.ru/rlocman)

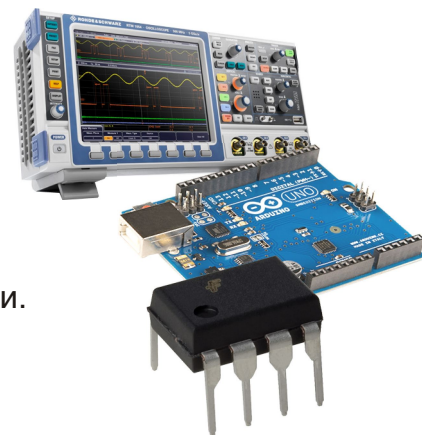


[twitter.com/rlocman](http://twitter.com/rlocman)

И еще многое другое на портале:

## РАДИОЛОЦМАН. ...

[www.rlocman.ru](http://www.rlocman.ru)



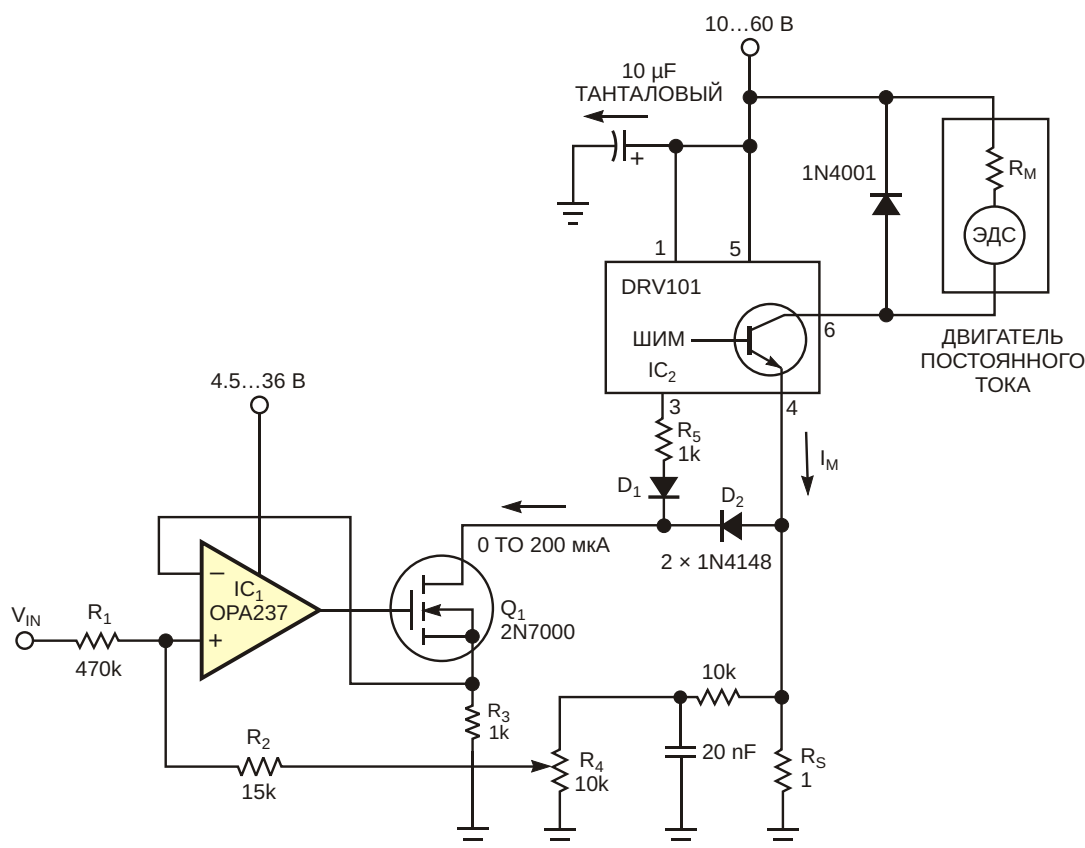
# Стабилизатор скорости вращения двигателя не нуждается в тахометре

Bruce Trump

EDN

Характеристики обратной ЭДС двигателей постоянного тока уже давно используются в регуляторах числа оборотов. В таких схемах линейных драйверов применяются мощные операционные усилители (ОУ), создающие

отрицательное выходное сопротивление, которое противодействует падению напряжения на последовательном сопротивлении двигателя [1]. Схема на Рисунке 1 демонстрирует реализацию этого метода контроля ско-



**Рисунок 1.** Напряжение положительной обратной связи, снимаемое с токоизмерительного резистора  $R_S$ , увеличивает коэффициент заполнения импульсов ШИМ-контроллера  $IC_2$  для стабилизации частоты вращения двигателя при изменяющейся нагрузке.

рости с использованием ШИМ-управления, снижающего мощность, рассеиваемую в схеме драйвера.

Управляющее напряжение  $V_{IN}$  устанавливает скорость вращения, а элементы  $IC_1$ ,  $Q_1$  и  $R_3$  преобразуют  $V_{IN}$  в ток от 0 до 200 мкА. Источник тока управляет коэффициентом заполнения драйвера ШИМ микросхемы  $IC_2$  (вывод 3). Элементы  $D_1$ ,  $D_2$  и  $R_5$  предназначены для защиты схемы от чрезмерно низкого входного напряжения, способного вызвать инверсию контура регулирования.

Ток двигателя идет в общий провод через внутренний ключевой транзистор микросхемы  $IC_2$  и через токоизмерительный резистор  $R_5$ . Схема фильтрует и масштабирует напряжение, падающее на токоизмерительном резисторе, чтобы сформировать сигнал положительной обратной связи, подаваемый на вход схемы через резистор  $R_2$ . При подходящей глубине положительной обратной связи рост нагрузки на двигатель увеличивает ток двигателя, что, в свою очередь, увеличивает коэффициент заполнения импульсов драйвера для поддержания постоянства скорости.

$$I_M(R_M + R_S) = I_M R_S \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{V}{R_3 \cdot 200 \text{ мкА}}$$

Уравнение баланса скорости имеет вид

где

$R_M$  – сопротивление двигателя,

$I_M$  – ток двигателя,

$V+$  – напряжение на неинвертирующем входе  $IC_1$ .

Эта модель пренебрегает потерями в коммутаторе микросхемы  $IC_2$ . Такие потери, в зависимости от напряжения источника питания, могут существенно влиять на требуемые характеристики цепи обратной связи. В отличие от реализации схемы на мощном ОУ, на этот входящий в контур регулирования ШИМ-контроллер влияет абсолютное значение напряжения питания. Потери напряжения при переключении не являются чисто резистивными, и их сложно смоделировать. На практике можно оптимизировать управление скоростью, настроив глубину положительной обратной связи с помощью потенциометра  $R_4$ . При правильной регулировке скорость двигателя остается относительно постоянной при значительных изменениях нагрузки. Хотя точность этого недорогого метода ниже, чем обеспечивают истинные контроллеры с сигналом обратной связи, получаемым от тахометра, он значительно лучше простого управления по напряжению. **ПЛ**

## Ссылка

1. [Burr-Brown Applications Bulletin AB-152](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments DRV101](#)
2. [Datasheet Texas Instruments OPA237](#)
3. [Datasheet Microchip 2N7000](#)

# Отрицательный резистор нейтрализует нагрузку операционного усилителя

Elliott Simons

EDN

Точные операционные усилители (ОУ) имеют большой коэффициент усиления без обратной связи, низкие напряжение и ток смещения, низкие уровни шумов напряжения и тока, а также низкие искажения. Однако им часто не хватает возможности обеспечивать большие выходные токи при сохранении высокой точности всех остальных характеристик. Другими словами, низкоомные нагрузки являются проблемой для высокоточных операционных усилителей. Одним из решений проблемы является «нейтрализация» нагрузки. Если сопротивление резистивной нагрузки равно  $R$  Ом, и вы подключите ее параллельно отрицательному сопротивлению  $-R$  Ом, сопротивление параллельного соединения будет бесконечным. Схема с отрицательным входным сопротивлением показана на Рисунке 1:

$$R_{IN} = R_{NF} \frac{R_1}{R_2}$$

Вывести эту формулу можно следующим образом:

$$V_{OUT} = V_{IN} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

$$I_{IN} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{R_{NF}} = \frac{V_{IN}}{R_{NF}} \frac{R_2}{R_1}$$

и

$$R_{IN} = \frac{V_{IN}}{I_{IN}} = R_{NF} \frac{R_1}{R_2}$$

Практическая реализация концепции представлена на Рисунке 2. На первом операционном усилителе собран буфер с единичным усилением, а на втором – сильноточный широкополосный драйвер с коэффициентом усиления, равным 2. Поскольку во втором каскаде с отрицательным сопротивлением  $R_1 = R_2$ , его входное сопротивление равно  $-R_{NF} = -200$  Ом, что по абсолютной величине соответствует величине сопротивления нагрузки точного буфера. Если эти величины идеально совпадают, драйвер со стороны выхода  $V_{OUT}$  будет восприниматься обрывом. Входной буфер подключен к неинвертирующей

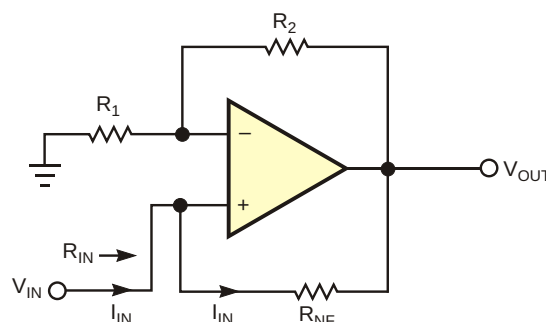
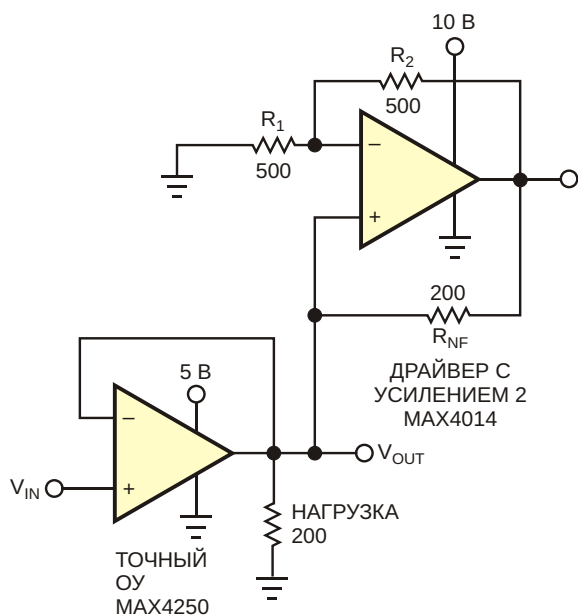


Рисунок 1. Со стороны входа эта схема имеет отрицательное сопротивление.





**Рисунок 2.** Подключение отрицательного сопротивления параллельно нагрузке позволяет прецизионному операционному усилителю работать с низкоомными нагрузками.

щему входу второго усилителя, а вход с отрицательным сопротивлением второго усилителя управляет нагрузкой. Ошибки усиления, допустимые значения выходного тока и рассогласование сопротивлений резисторов ограничивают минимальное сопротивление, с которым может работать схема, но нагрузкой 200 Ом она управляет легко. Эта нагрузка

на порядок ниже той, которую самостоятельно может выдержать точный усилитель без ухудшения характеристик. Обратите внимание, что ошибка усиления второго ОУ, напряжение смещения и ток смещения не влияют на точность первого ОУ. Переходная характеристика этой схемы гладкая и не имеет выбросов или звона.

Описанное решение одинаково хорошо работает и в случае двуполярного питания операционных усилителей, поскольку часть схемы, имеющая отрицательное сопротивление, может как отдавать, так и принимать ток. Если ОУ драйвера не имеет внутренних резисторов, задающих его усиление, можно установить его неинвертирующий коэффициент усиления ближе к единице, тем самым, позволяя обоим операционным усилителям использовать один источник питания. Этот подход ограничивает размах выходного сигнала точного операционного усилителя, но в данном приложении такое ограничение может быть приемлемым. Чтобы обеспечить полное использование полосы пропускания точного ОУ, усилитель драйвера должен иметь гораздо более широкую полосу пропускания. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX4014](#)
2. [Datasheet Maxim MAX4250](#)

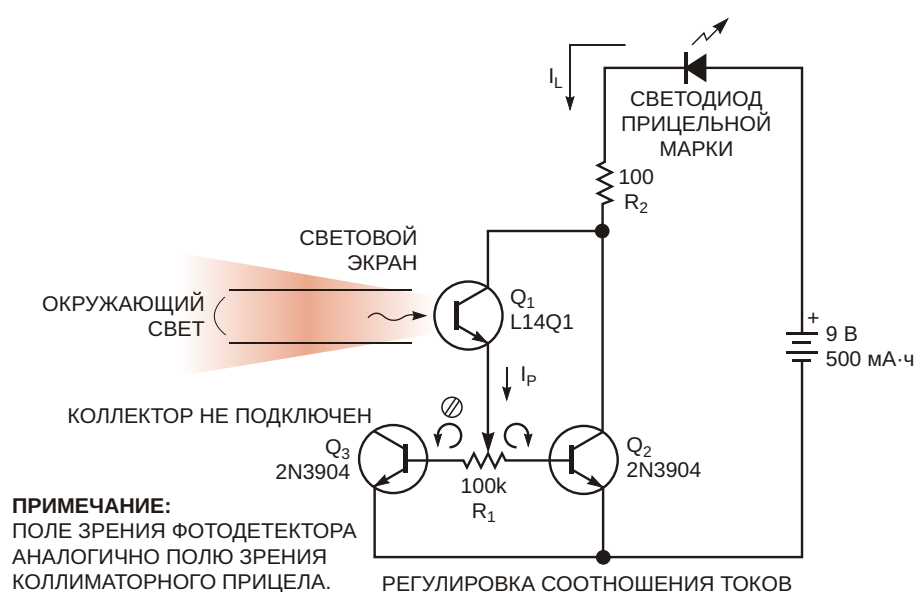
# Схема автоматической регулировки яркости световой метки коллиматорного прицела

Stephen Woodward

EDN

Популярной категорией средств прицеливания/наведения является коллиматорный прицел или «красная точка». Эта система находит применение в таких далеких друг от друга областях, как астрономия и стрельба из лука или огнестрельного оружия. В коллиматорном прицеле свет от внутреннего источника – обычно сверхяркого красного светодиода – отражается от изогнутого про-

зрачного оптического (отражающего) элемента, через который вы видите цель. Результатом такой геометрии является то, что изображение светодиода (красная точка) накладывается на изображение цели, указывая, таким образом, на точку прицеливания. При правильной настройке точки прицеливания телескопа, лука или ружья изображения цели и светодиода совпадают. Коллиматор-



**Рисунок 1.** Эта простая схема автоматически регулирует яркость красной точки в коллиматорных прицелах.

ный прицел имеет ряд преимуществ перед конкурирующими технологиями прицеливания, такими как телескопические и открытые прицелы. Эти преимущества включают быстрый и интуитивно понятный захват цели, некритичное положение глаз и широкое поле зрения.

Для достижения наилучших характеристик прицела интенсивность источника светящейся красной точки должна хотя бы примерно соответствовать уровню освещенности цели. В противном случае, если источник слишком тусклый, точка прицеливания теряется на фоне яркой цели. Если же точка слишком яркая, ее видимый размер увеличивается, закрывая точку прицеливания и делая точное наведение затруднительным или невозможным. По этой причине большинство коллиматорных прицелов требуют ручной регулировки силы света источника. И хотя эта регулировка достаточно эффективна, время и внимание, необходимые для ручной оптимизации интенсивности, отвлекают от быстрых и интуитивно понятных действий по обнаружения цели с помощью красной точки. В схеме на Рисунке 1 для измерения освещенности цели и автоматической регулировки яркости светодиода используется фототранзистор  $Q_1$ . Схема поддерживает практически неизменный размер точки в широком диапазоне уровней внешней освещенности.

Потенциометр  $R_1$  делит фототок  $I_p$  фототранзистора  $Q_1$  между драйвером светодиода  $Q_2$  и транзистором смещения  $Q_3$  (включенным диодом). Таким образом, регулировкой

$R_1$  устанавливается соотношение между током возбуждения светодиода  $I_L$  и уровнем внешней освещенности (освещенности цели) в диапазоне от 1 до , где – коэффициент передачи тока транзистора  $Q_2$  (больше 100). Прототип схемы регулировки интенсивности был заключен в небольшой пластиковый корпус, прикрепленный сбоку к 30-миллиметровому объективу коллиматорного прицела Tech Force model 90 компании Compassec. Световой экран имитирует поле зрения прицела, поэтому свет, воспринимаемый фототранзистором  $Q_1$ , соответствует интенсивности освещенности цели, видимой через прицел. Надлежащая регулировка  $R_1$  хорошо компенсирует яркость точки в широком диапазоне уровней внешней засветки, создаваемой как лампами накаливания, так и естественным светом. Схема эффективно поддерживает постоянный угловой диаметр точки, равный 4 угловым минутам, и при затянутом плотными тучами небе, и при ярком солнечном свете. Схема также обеспечивает аналогичные характеристики в помещениях, освещаемых лампами накаливания. Однако компенсация при освещении люминесцентными лампами менее удовлетворительна из-за отсутствия адекватной ближней инфракрасной составляющей в спектре этих источников света. Вероятно, этот недостаток можно было бы устранить, поместив перед  $Q_1$  подходящий фильтр видимого света. **ПЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Fairchild L14Q1](#)

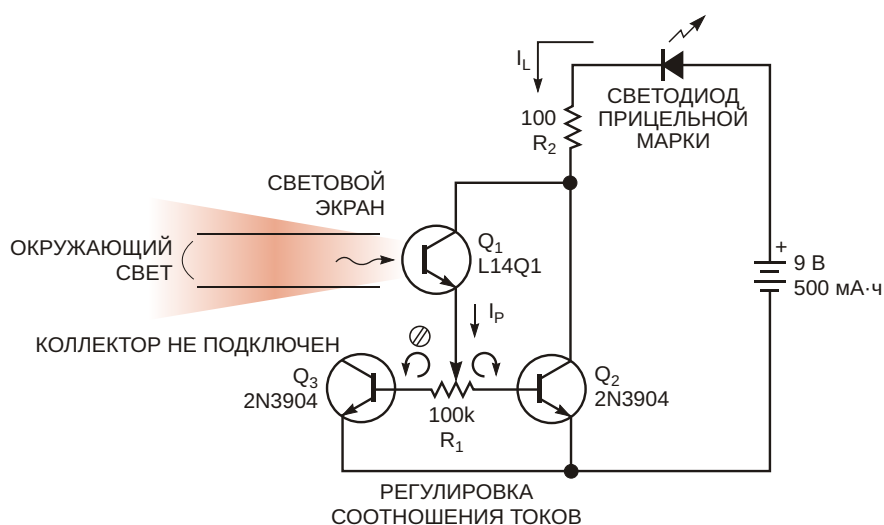
# Добавление автоматического отключения питания к регулятору коллиматорного прицела

Stephen Woodward

EDN

Коллиматорный прицел или «красная точка» является популярной категорией средств прицеливания/ наведения, которое находит применение в астрономии, стрельбе из лука, стрельбе из огнестрельного оружия т. д. В коллиматорном прицеле свет источника –

обычно сверхяркого красного светодиода – отражается от изогнутого прозрачного оптического (отражающего) элемента, через который вы видите цель. В результате изображение светодиода (красная точка) накладывается на изображение цели, указывая, таким



**Рисунок 1.** Эта простая схема автоматически регулирует яркость красной точки в коллиматорных прицелах.

образом, на точку прицеливания. Коллиматорный прицел имеет ряд преимуществ перед телескопическими и открытыми прицелами, включая быстрое и интуитивно понятное обнаружение цели и широкий угол обзора.

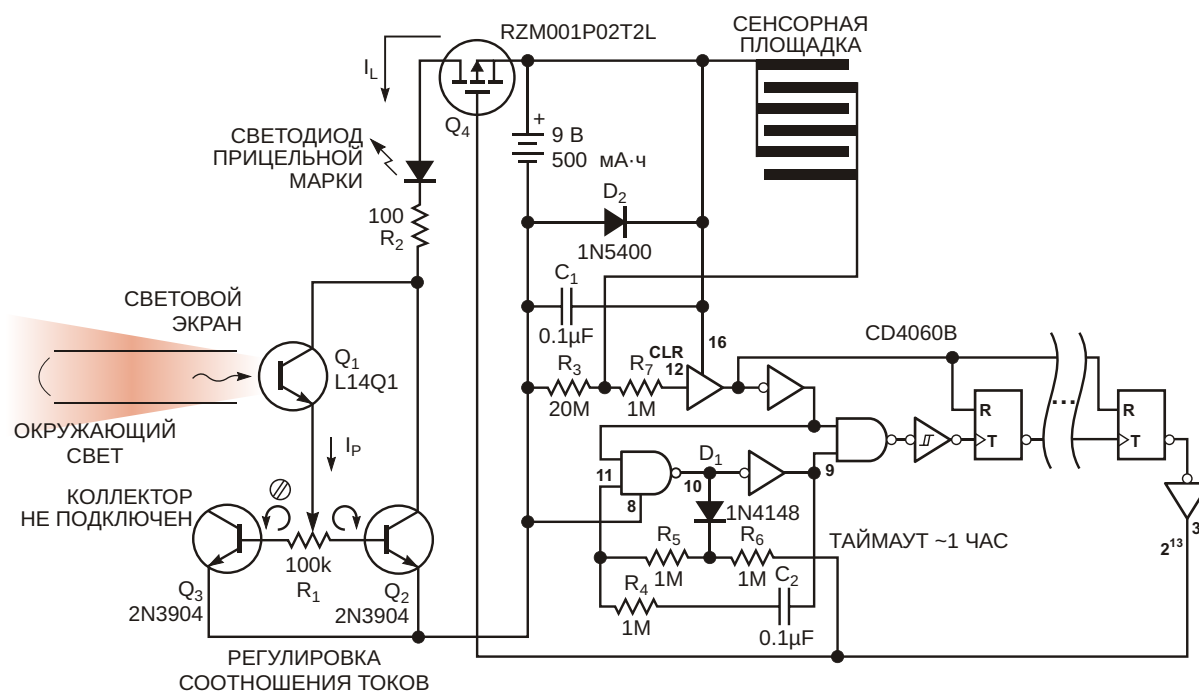
Для достижения наилучших характеристик интенсивность источника светящейся красной точки должна хотя бы примерно соответствовать уровню освещенности цели. Если источник слишком тусклый, точка прицеливания теряется на фоне яркой цели, а если слишком яркая, пятно «расползается», закрывая точку прицеливания и делая точное наведение затруднительным или невозможным. Хотя ручная регулировка яркости точки работает, она отвлекает от быстрых и интуитивно понятных действий по обнаружения цели с помощью красной точки, что делает автоматическую регулировку более предпочтительной. Такая схема автоматической регулировки была продемонстрирована в статье, впервые опубликованной в EDN почти 19 лет назад [1], но там еще оставалось место для некоторых улучшений.

Чтобы оценить эти улучшения, давайте сначала посмотрим на исходную схему, показанную на Рисунке 1. Фототранзистор  $Q_1$  определяет уровень освещенности цели и исполь-

зует его для автоматической регулировки тока светодиода и интенсивности подсветки, поддерживая при этом практически неизменный размер точки в широком диапазоне уровней внешней освещенности. Потенциометр  $R_1$  делит фототок  $I_P$  фототранзистора  $Q_1$  между драйвером светодиода  $Q_2$  и транзистором смещения  $Q_3$  (включенным диодом). Положение движка потенциометра  $R_1$  определяется один раз в процессе калибровки после сборки схемы и задает соотношение между током драйвера светодиода  $I_L$  и интенсивностью окружающего света. Поскольку световой экран совмещен с прицелом и примерно повторяет его поле обзора, фототранзистор  $Q_1$  получает репрезентативное среднее значение уровня освещенности цели. В результате однократная калибровка  $R_1$  даст гарантию, что видимая яркость точки будет оставаться относительно постоянной в широком диапазоне уровней падающего света.

Оригинальная конструкция успешно использовалась с момента ее разработки 20 лет назад. Но мало какая старая лилия не выиграет от новой позолоты.

Одним из недостатков оригинальной конструкции является необходимость установки на объектив непрозрачной крышки,



**Рисунок 2.** В усовершенствованной схеме есть КМОП таймер отключения питания, отсоединяющий батарею после одного часа бездействия.

которая должна закрывать входной световой порт, когда он не используется. Это необходимо, чтобы избежать преждевременной разрядки батареи, если прицел долго находится под ярким светом. Конечно же, можно добавить простой ручной выключатель, но польза от него будет только в том случае, если вы не будете забывать его использовать, а забыть очень легко. Автоматическое решение обеспечивает показанная на Рисунке 2 усовершенствованная схема, в которую добавлен КМОП таймер отключения питания, отсоединяющий батарею после одного часа бездействия.

Основу таймера составляет почтенная (ладно, древняя) КМОП микросхема с металлическим затвором 14-разрядного двоичного счетчика/ генератора 4060В. Входные каскады 4060В образуют стробируемый генератор, в данном случае с периодом примерно 0.44 с, задаваемым цепью  $C_2, D_1, R_4-R_6$ . Выходной сигнал поступает на внутренний 14-разрядный двоичный счетчик устройства, который умножает период импульсов генератора на 8192, чтобы получить номинальное значение интервала включения  $3600 \text{ с} = 1 \text{ час}$ . При включении питания 4060В сбрасывается высоким уровнем на выводе 12. Это устанавливает низкий уровень на выводе 3 ( $2^{13}$ ), открывает транзистор  $Q_4$  (который подает питание на оптические схемы) и запускает

генератор. После 8192 периодов импульсов генератора (1 час) логический уровень на выводе 3 становится высоким, выключая и транзистор  $Q_4$ , и генератор.

В новой конструкции есть еще одно довольно новаторское усовершенствование: сенсорная площадка, реагирующая на сопротивление кожи, которая заменяет обычную кнопку запуска таймера отключения. Полоски медной ленты, которые служат сенсорной панелью, дешевле, чем кнопка, и обеспечивают упрощенный и высокоэргономичный пользовательский интерфейс. Кроме того, они могут быть легко интегрированы с луком, ружейным ложем или другим прицельным устройством, где установка механического переключателя была бы более сложной или неэстетичной. **РЛ**

## Ссылки

1. Stephen Woodward. «Схема автоматической регулировки яркости световой метки коллиматорного прицела». РадиоЛоцман. 2021, 03-04, стр. 90.

## Материалы по теме

1. [Datasheet Fairchild L14Q1](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4060B](#)
3. [Datasheet ROHM RZM001P02](#)
4. [Datasheet PanJit 1N5405](#)

# Малопотребляющий прибор для обнаружения коротких замыканий

Dan Meeks

EDN

**В** этой статье представлен малопотребляющий прибор для обнаружения коротких замыканий, в котором используется способность уха различать изменения частоты звука. Сердцем схемы является преобразователь напряжение-частота (на основе схемы Рисунок 13 в [1]), преобразующий постоянное напряжение милливольтового уровня в выходной аудиосигнал широкого диапазона частот.

Сигнал возбуждения создается маломощным DC/DC регулятором U1. Выходное напряжение этой схемы составляет 100 мВ, а максимальный ток ограничен до 100 мА выходным резистором 1 Ом. Это напряжение должно быть достаточно низким, чтобы не повредить полупроводниковые компоненты или не нарушить режим работы чувствительных цепей.

Ввиду малости напряжений для измерений используются четырехпроводные щупы с зажимами Кельвина, вторые провода которых подключены вблизи наконечников. Ток смещения течет через щупы и закороченный

участок схемы, создавая очень небольшое падение напряжение между наконечниками щупов.

Измерительные провода, подключенные по схеме Кельвина передают это низкое напряжение на преобразователь напряжение-частота (см. описание схемы в [1]). Частота увеличивается по мере увеличения сопротивления цепи и может быть настроена в соответствии с вашими предпочтениями с помощью потенциометра VR1.

Выходной сигнал преобразователя напряжение-частота подается на триггер U4, чтобы сформировать хорошие прямоугольные выходные импульсы для управления звуковым излучателем SP1.

Когда щупы не касаются схемы, выходная частота увеличивается примерно до 6 кГц. Чтобы при этом пользователь не сошел с ума, выход усилителя ошибки U2 используется для отключения звука.

Перед первым измерением сначала нужно установить «ноль щупов», прикоснувшись щупами к схеме в месте короткого замы-

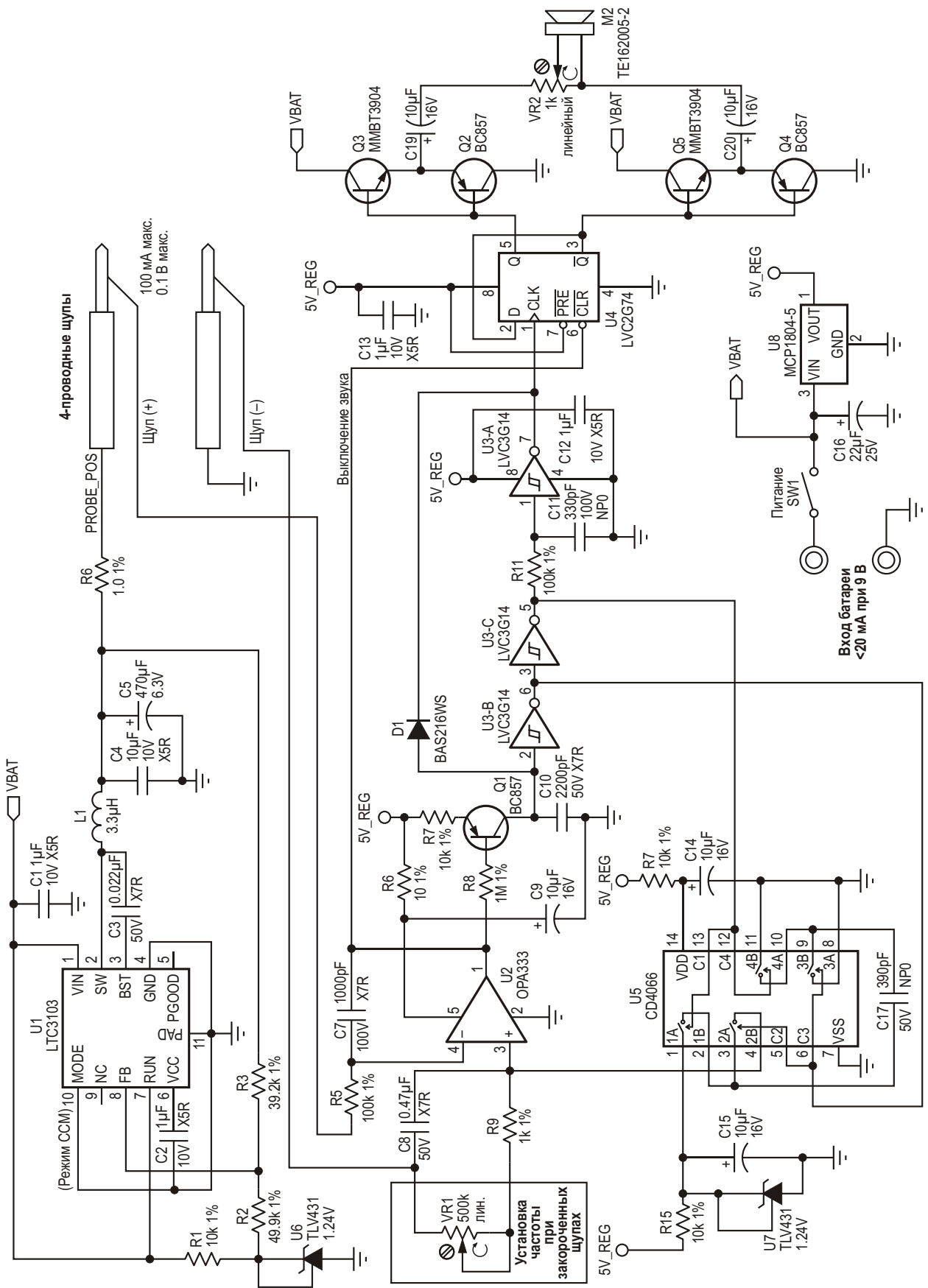


Рисунок 1. Малопотребляющий прибор для обнаружения коротких замыканий.



кания и настроив желаемую частоту вращением подстроечного резистора VR1. Тогда при перемещении щупов вдоль проводника частота будет увеличиваться по мере удаления от места замыкания или уменьшаться при приближении. Потенциометр обеспечивает большой частотный диапазон; значение частоты каждый может выбрать по своему желанию. Если сделать так, чтобы при замкнутых щупах частота равнялась нулю, то чувствительность устройства будет составлять 100 Гц на миллиом. Если же при 0 Ом частота будет установлена равной 1 кГц, то схема будет иметь чувствительность порядка 1 кГц на миллиом.

Ток, потребляемый в рабочем режиме от батареи 9 В при отсутствии звука (щупы ра-

зомкнуты) составляет менее 10 мА, но и при звуке разумной громкости ток все равно остается меньше 20 мА. **РЛ**

## Ссылки

1. Jim Williams, "[Measurement and Control Circuit Collection](#)", Linear Technology, AN45

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4066B](#)
2. [Datasheet Analog Devices LTC3103](#)
3. [Datasheet Texas Instruments SN74LVC2G74](#)
4. [Datasheet Texas Instruments SN74LVC3G14](#)
5. [Datasheet Microchip MCP1804](#)
6. [Datasheet Texas Instruments OPA333](#)
7. [Datasheet Texas Instruments TLV431](#)

## Загрузки

[Файлы проекта](#)



# Токовая петля 4-20 мА для микроконтроллеров

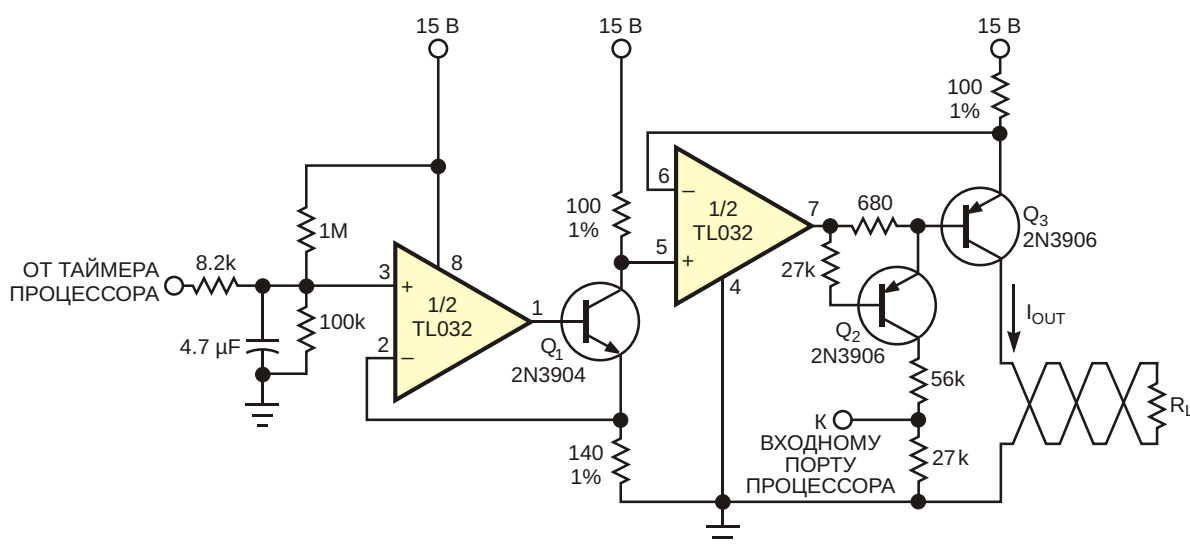
Robert Most

EDN

Токовая петля 4-20 мА широко используется в системах управления на производственных предприятиях. Дискретная логика, микропроцессоры и микроконтроллеры легко покрывают все функции цифровой части схем управления, такие как концевые выключатели, кнопки и сигнальные лампы. Но при подключении к примитивному микроконтроллеру выхода петли 4-20 мА могут возникнуть сложности. Встроенный аналого-цифровой преобразователь был бы неплохим решением, но в микроконтроллерах «эконом класса» такого устройства иногда нет. Существуют микросхемы последовательных интерфейсов 4-20 мА, но они довольно дороги и требуют программирования последовательного обмена, отнимая

ресурсы микроконтроллера. Большинство микросхем самого низкого уровня не имеют выделенных последовательных портов и требуют их эмуляции на выводах общего назначения.

На Рисунке 1 представлена схема недорогой альтернативы, которая не только обеспечивает поддержку выхода 4-20 мА, но и вырабатывает цифровой сигнал обратной связи, указывающий на обрыв провода в токовой петле. Один выходной порт устанавливает ток, а один входной порт следит за обрывом провода токовой петли. Контур обратной связи, контролирующей целостность токовой петли, для работы самой токовой петли не нужен; для дальнейшей экономии затрат его можно опустить.



**Рисунок 1.** Эта схема обеспечивает как управление петлей 4-20 мА, так и контроль обрыва провода токовой петли.

Схема управляется выходным сигналом простого таймера микроконтроллера. Коэффициент заполнения импульсов таймера определяет выходной ток схемы. Входная RC-цепь перед первым операционным усилителем преобразует последовательность импульсов, поступающих от процессора, так что операционный усилитель интерпретирует ее как постоянное напряжение. Кроме того, схема гарантирует, что минимальное входное напряжение будет близко к 100 мВ, даже если вход находится под потенциалом земли. Это минимальное напряжение гарантирует, что цепь обратной связи первого операционного усилителя не окажется подключенной к положительной шине питания при выключении n-p-n транзистора  $Q_1$ . А при использовании двуполярного питания напряжение транзистора получает дополнительную возможность опускаться ниже потенциала земли, что позволяет ему работать в активной области и не входить в ограничение.

Диапазон изменения тока схемы устанавливается эмиттерным резистором n-p-n транзистора  $Q_1$ . При управляющем сигнале микроконтроллера, равном 5 В, выходной ток равен 20 мА. При заземленном входе ток составляет менее 1 мА. При коэффициенте заполнения 12.5% ток петли равен 4 мА и с увеличением коэффициента заполнения линейно увеличивается до полной шкалы. Хотя это может быть и не обязательно, в большинстве токовых петель обратный провод предпочитают заземлять. Назначение второго операционного усилителя состоит в том, чтобы образовать источник вытекающего тока, а не втекающего, каковым является первый каскад, и, кроме того, обеспечить заземление обратного провода петли. Эту функцию он выполняет совместно с r-p-r транзистором  $Q_3$ , подключенным к верхней шине питания. Транзисторы  $Q_1$  и  $Q_3$

выбраны биполярными из-за их дешевизны, но используя вместо них MOSFET, характеристики схемы можно немного улучшить.

Часть этой схемы, отвечающая за контроль обрыва провода петли, позволяет микроконтроллеру узнавать о возникновении неисправности на линии. Тогда процессор может подать аварийный сигнал, произвести отключение или выполнить другие функции управления, чтобы смягчить возможные проблемы безопасности. При возникновении обрыва  $Q_3$  замыкает весь ток петли на операционный усилитель через переход база-эмиттер и резистор 680 Ом. Напряжение, падающее на резисторе 680 Ом, включает транзистор  $Q_2$ , и в его коллекторной нагрузке формируется сигнал «лог. 1» для микроконтроллера. Обратите внимание, что для работы схемы индикации обрыва требуется ток не менее 1 мА, что ниже нормальных 4 мА, соответствующих «нулю» для системы управления данного типа.

Время отклика на ступенчатое изменение сигнала микроконтроллера, составляет примерно 500 мс, что приемлемо для большинства устройств, управляемых по токовой петле 4-20 мА, таких, например, как регулирующие клапаны. Если в выбранном микроконтроллере есть аналого-цифровой преобразователь, время отклика может уменьшиться на несколько порядков за счет исключения входного фильтра. В схеме с одним источником питания важен выбор операционного усилителя. Прежде всего, это должна быть микросхема, способная сохранять устойчивость при напряжениях, близких к напряжениям шин питания. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TL032](#)

# Простое дополнение позволяет управлять выходным напряжением DC/DC преобразователя

Eugene Palatnik

Electronic Design

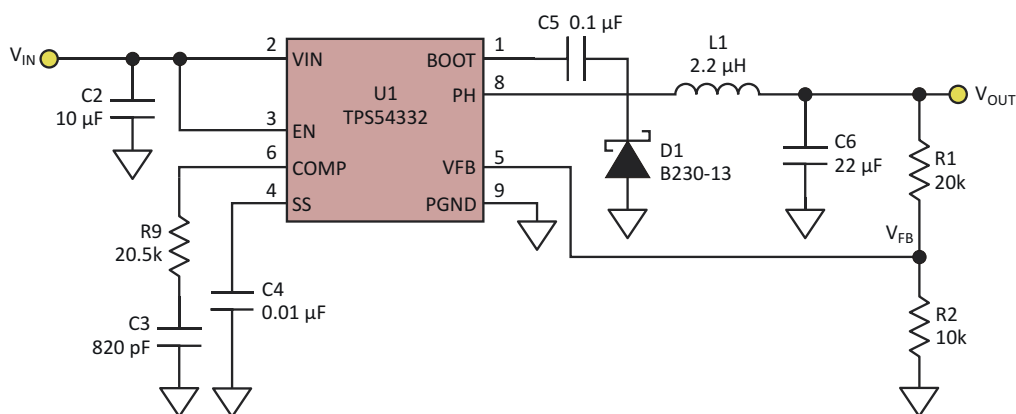
В стандартных DC/DC преобразователях обычно резистивный делитель задает фиксированное выходное напряжение. Однако в таких приложениях, как источники питания с программируемым выходным напряжением и схемы управления двигателем, требуется динамическое управление выходным напряжением DC/DC преобразователя. Описанная здесь схема позволяет управлять выходным напряжением преобразователя  $V_{OUT}$  с помощью напряжения  $V_C$ .

В обычном понижающем DC/DC преобразователе выходное напряжение  $V_{OUT}$  выражается формулой

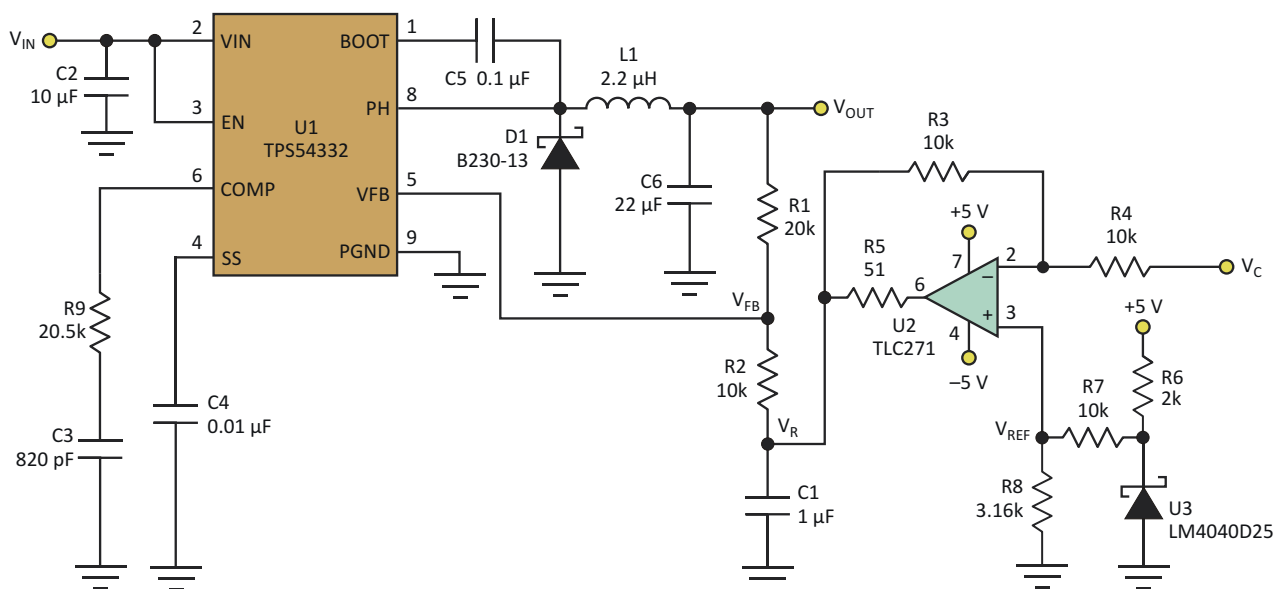
$$V_{OUT} = V_{FB} \frac{R1}{R2}, \quad (1)$$

то есть, его значение зафиксировано сопротивлениями резисторов  $R1$  и  $R2$  (Рисунок 1).

Дополнительная схема, показанная на Рисунке 2, позволяет управлять выходным



**Рисунок 1.** Выходное напряжение обычного понижающего DC/DC преобразователя фиксировано и зависит от отношения сопротивлений резисторов делителя  $R1/R2$ .



**Рисунок 2.** Дополнительная схема в этой версии DC/DC преобразователя позволяет управлять  $V_{OUT}$  путем изменения напряжения  $V_C$ .

напряжением того же DC/DC преобразователя, используя напряжение  $V_C$ .

Здесь резистор R2 подключен не к земле, а к узлу с напряжением  $V_R$ . Тогда формула (1) приобретает вид

$$V_{OUT} = V_R \cdot (V_{FB} - V_R) \frac{R1}{R2} \cdot \frac{R2}{R1} \quad (2)$$

Подставляя  $R1 = 20$  кОм и  $R2 = 10$  кОм, формулу (2) можно упростить:

$$V_{OUT} = V_R \cdot 3(V_{FB} - V_R) \quad (3)$$

или

$$V_{OUT} = 3V_{FB} - 2V_R \quad (4)$$

Резисторы R3 и R4 имеют одинаковые сопротивления 10 кОм, поэтому выходное напряжение усилителя U2 равно

$$V_R = 2V_{REF} - V_C \quad (5)$$

где  $V_{REF}$  – выход делителя R7/R8 опорного напряжения, сформированного микросхемой U3.

Объединяя формулы (4) и (5), получаем:

$$V_{OUT} = 3V_{FB} - 4V_{REF} + 2V_C \quad (6)$$

Для упрощения формулы (6) выберем такие номиналы компонентов, чтобы

$$3V_{FB} = 4V_{REF} \quad (7)$$

Тогда формула (6) приобретает вид

$$V_{OUT} = 2V_C \quad (8)$$

Напряжение внутреннего опорного источника микросхемы U1 равно 0.8 В. В соответствии с (7), выбирают  $R7 = 10$  кОм,  $R8 = 3.16$  кОм и  $V_{REF} = 0.6$  В. И, наконец, C1 уменьшает выходной импеданс микросхемы U2 на высоких частотах, поддерживая стабильность контура обратной связи.

Добавленная схема позволяет пользователю управлять выходным напряжением  $V_{OUT}$  в диапазоне от 0 до 5 В с помощью управляющего напряжения  $V_C$ , изменяющегося в диапазоне от 0 до 2.5 В. Подобная схема может быть сконструирована для использования с повышающим преобразователем или любым другим DC/DC преобразователем, у которого доступен вход напряжения обратной связи. **PL**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM4040](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TLC271](#)
3. [Datasheet Texas Instruments TPS54332](#)
4. [Datasheet Diodes B230](#)

# Схема управления яркостью многозарядного семисегментного дисплея

Stephan Goldstein

EDN

Недавно мне понадобилось управлять девятью семисегментными дисплеями через последовательный порт микроконтроллера. Сложность, с которой я столкнулся, заключалась в необходимости обеспечить непрерывную регулировку яркости для всех цифр – от полного затемнения до максимального уровня. Просто использовать очевидное решение, взяв преобразователь последовательного кода в параллельный 74НС595, управляющий сегментами через последовательные резисторы, я не мог, поскольку при этом потребовался бы управляемый источник питания для дисплеев – подход незлегантный и неэффективный. Я рассматривал возможность программного управления коэффициентом заполнения управляющего сигнала дисплеев, но, как давний специалист по аналоговым схемам, я чувствовал себя обязанным найти способ, который не требовал бы написания дополнительного кода. Кроме того, я израсходовал все порты ввода-вывода своего микроконтроллера, поэтому программное решение повлекло бы замену процессоров. Allegro Microsystems предлагает несколько компонентов для управления дисплеями с общим анодом. Каждый из них содержит последовательной интерфейс данных и встроенный контур управления, который устанавливает равные токи для всех включенных сегментов, используя единственный резистор, подключенный к земле. Я

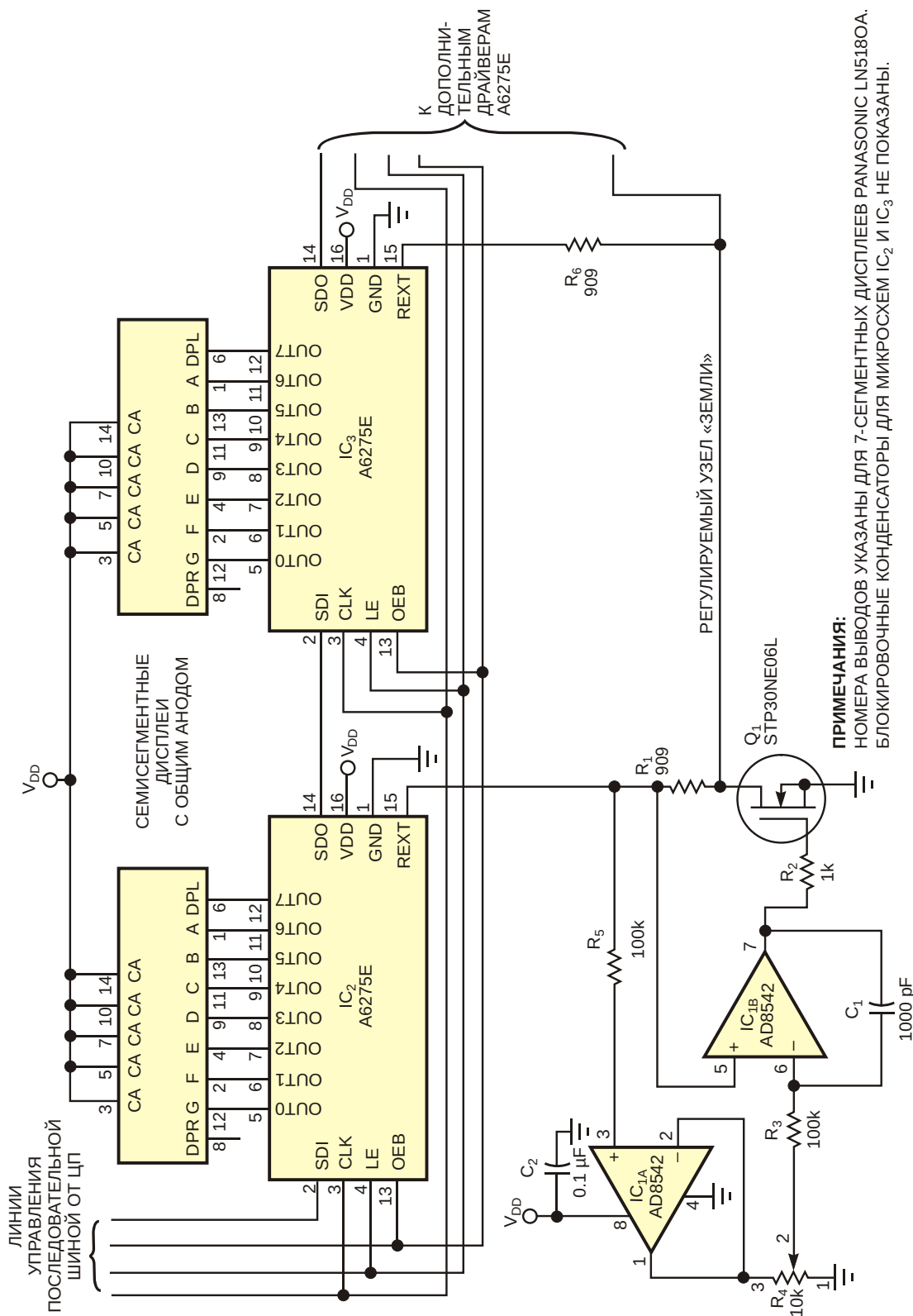
выбрал микросхемы Allegro А6275Е (Рисунок 1), образующие идеальный комплект с каждой цифрой дисплея. Теперь я должен был одновременно менять сопротивления девяти резисторов.

Конечно же, я обманул. Вместо того чтобы изменять сопротивления резисторов, я сместил их кажущуюся точку заземления с помощью простой аналоговой схемы управления, состоящей из сдвоенного операционного усилителя, мощного MOSFET и нескольких пассивных компонентов. IC<sub>1A</sub> буферизует выход внутреннего источника опорного напряжения 1.23 В микросхемы А6275, чтобы исключить влияние потенциометра R<sub>4</sub>, на который подается это напряжение, на токи сегментов «ведущего» А6275. IC<sub>1B</sub> управляет затвором транзистора Q<sub>1</sub>, поддерживая напряжение на его стоке равным напряжению на движке потенциометра. Благодаря этому напряжение на резисторе 909 Ом изменяется между уровнями земли (почти) и опорного напряжения, обеспечивает плавную регулировку интенсивности от максимума (20 мА для резистора 909 Ом) до нуля. Небольшой разброс опорных напряжений А6275 и сопротивлений резисторов 909 Ом приводит к некоторым вариациям яркости между цифрами, но в моем приложении эти вариации были незаметны.

Следует отметить один важный момент, касающийся включения IC<sub>1B</sub>: обратная связь

от стока  $Q_1$  идет на неинвертирующий вход микросхемы. MOSFET добавляет инверсию внутри основного контура регулирования, поэтому использование неинвертирующего

входа операционного усилителя в качестве точки подключения обратной связи образует общую отрицательную обратную связь.  $C_1$  и  $R_3$  формируют доминирующий полюс в цепи



**Рисунок 1.** Аналоговый контур управления обеспечивает регулируемый «земляной» узел для управления током, протекающим через резисторы, задающие токи сегментов.

обратной связи, а  $R_2$  изолирует емкость затвора  $Q_1$ , чтобы исключить самовозбуждение  $IC_{1B}$ . Allegro предостерегает от использования чрезмерной емкости на выводе опорного напряжения A6275, поэтому я изолировал эту точку от конденсатора резистором  $R_5$ . Операционный усилитель  $IC_1$  должен иметь rail-to-rail выход, его вход должен позволять работать при напряжении отрицательной шины питания, а общее напряжение между шинами питания должно составлять 5 В. Транзистор  $Q_1$  должен иметь низкое сопротивление открытого канала при напряжении затвора 5 В. Использование STP30NE06L от ST Microelectronics с сопротивлением 0.045 Ом,

вероятно, было излишним, но его цена была меньше 1 доллара. Выбор остальных компонентов не критичен. Вы можете поэкспериментировать с разными законами изменения сопротивления потенциометра; в моем случае аудио потенциометр (с показательной характеристикой) давал приятные «ощущения» при регулировке яркости. **ПЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Allegro A6275](#)
2. [Datasheet Analog Devices AD8542](#)
3. [Datasheet STMicroelectronics STP30NE06L](#)
4. [Datasheet Panasonic LN5180A](#)



# В схеме подавления дребезга кнопки используется лишь один логический элемент

Steven Robertson

EDN

При каждом нажатии на кнопку  $S_1$  схема на Рисунке 1 вырабатывает один очищенный от дребезга импульс. При этом схема использует только ток цепи логического питания, получаемый через внешний подтягивающий резистор  $R_2$ . Схему можно использовать для обнаружения нажатия клавиши на устройстве, не имеющем питания, находящемся, например, в системе, которая только что вышла из режима ожидания.

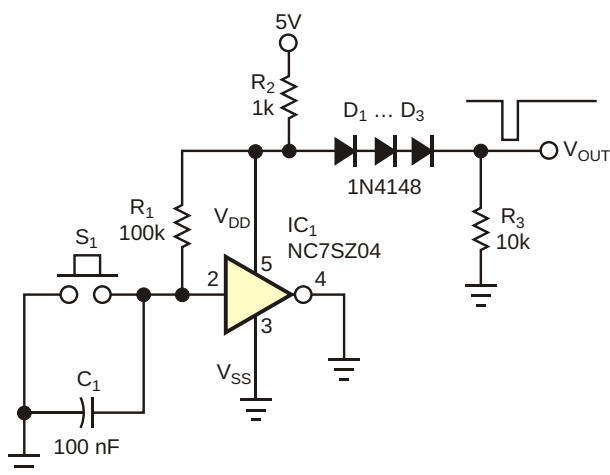


Рисунок 1. Эта схема подавления дребезга практически не потребляет мощности.

Схема работает следующим образом. Представим, что на кнопку  $S_1$  еще не нажимали, и конденсатор  $C_1$  находится в заряженном состоянии. В этих условиях поддерживаемый  $R_1$  высокий уровень на входе  $IC_1$  устанавливает на выходе инвертора уровень  $V_{SS}$  (земли), вследствие чего микросхема практически не потребляет энергии. Это позволяет напряжению  $V_{OUT}$  держаться вблизи уровня 5 В. Но при нажатии  $S_1$  конденсатор  $C_1$  быстро разряжается, и выходное напряжение  $IC_1$  поднимается до уровня  $V_{DD}$ . При этом выходной каскад  $IC_1$  полностью открыт, микросхема проводит ток и опускает уровень  $V_{OUT}$  почти до 0 В на то время, пока  $C_1$  не зарядится через  $R_1$  до напряжения, достаточного, чтобы выходной уровень  $IC_1$  вновь сравнялся с  $V_{SS}$ . С этого момента  $IC_1$  прекращает потреблять ток. В результате нагрузка на  $V_{DD}$  исчезает, и на  $V_{OUT}$  восстанавливается высокий уровень напряжения. Диоды  $D_1 \dots D_3$  совместно с резистором  $R_3$  сдвигают уровень  $V_{OUT}$  для лучшей совместимости с уровнями КМОП логики. **PL**

## Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor NC7SZ04](#)

# Малопотребляющий индикатор разряда батареи

Yongping Xia

EDN

Всегда желательно использовать индикатор разряда батареи, который потребляет как можно меньше энергии. Схемой индикации разряда, потребляющей 50 мкА, 9-вольтовая батарея емкостью 450 мА·ч будет полностью разряжена чуть больше, чем за год. Устройствам с батарейным питанием, которые должны работать непрерывно в течение длительного времени, требуются индикаторы разряда, потребляющие минимальную мощность. Схема на Рисунке 1, разработанная для 9-вольтовых батарей, потребляет сверхнизкую мощность. При полностью заряженной батарее (9 В) схема потребляет ток

1.4 мкА. По достижении порогового напряжения 6.5 В, при котором включается индикация разряда, этот ток снижается до 1 мкА. Таким образом, будем считать, что средний рабочий ток составляет 1.2 мкА. Суммарное потребление схемы за четырехлетний период равно 42 мА·ч, что составляет менее 10% номинальной емкости батареи. Когда напряжение батареи становится меньше 6.5 В, начинает периодически мигать красный светодиод  $D_2$ . Микросхема LTC1540 ( $IC_1$ ) – это микромощный компаратор с интегрированным источником опорного напряжения 1.18 В. К неинвертирующему входу компаратора подключены выход делителя напряжения батареи  $R_1$ ,  $R_2$  и резистор положительной обратной связи  $R_3$ . Положительная обратная связь обеспечивает гистерезис компаратора. На инвертирующий вход компаратора подается смещение от источника опорного напряжения через схему задержки  $R_4$  -  $C_1$ .

При нормальной работе напряжение на неинвертирующем входе составляет примерно 1.62 В, когда напряжение батареи равно 9 В. Выходной сигнал компаратора имеет высокий уровень, поэтому ток через диоды  $D_1$  и  $D_2$  не течет. Когда напряжение батареи падает ниже 6.5 В, напряжение на неинвертирующем входе становится ниже опорного напряжения на инвертирующем входе. Уровень напряжения на выходе  $IC_1$  изменяется с высокого на низкий, в результате чего загорается светодиод  $D_2$ . Напряжение на неинвертирующем входе опускается до 0.58 В, и конденсатор  $C_1$  начинает разряжаться через  $D_1$  и  $R_6$ . Поскольку сопротивление резистора  $R_6$

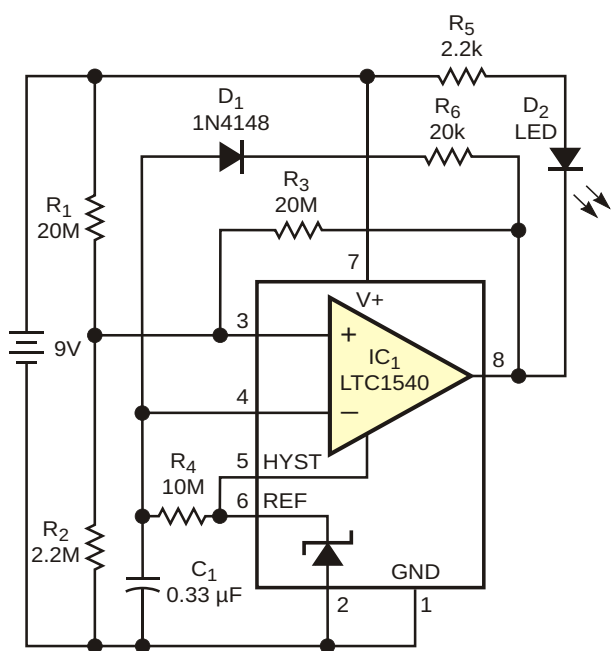


Рисунок 1. Рабочий ток этого индикатора разряда батареи составляет всего 1.2 мкА.

намного меньше, чем сопротивление  $R_4$ , напряжение на инвертирующем входе быстро падает в соответствии с постоянной времени, определяемой номиналами  $C_1$  и  $R_6$ . Как только напряжение на инвертирующем входе падает ниже 0.58 В, уровень выходного сигнала компаратора вновь изменяется на высокий. Это изменение устанавливает напряжение на неинвертирующем входе равным 1.18 В, выключает светодиод и смещает  $D_1$  в обратном направлении, так что опорное напряжение начинает заряжать конденсатор  $C_1$  через  $R_4$ . Когда напряжение на инвертирующем входе вновь достигает 1.18 В, цикл повторяется. Время включенного состояния светодиода зависит от номиналов  $C_1$  и  $R_6$ , а выключенного – от  $C_1$  и  $R_4$ . Для указанных на

Рисунке 1 номиналов компонентов время включенного и выключенного состояний составляют 20 мс и 10 с, соответственно, при пороговом напряжении 6.5 В. С этого момента ток включенного светодиода равен

$$\frac{6.5 \text{ В} - 1.8 \text{ В}}{2.2 \text{ кОм}} = 2.1 \text{ мА},$$

а средний ток светодиода равен

$$\frac{20 \text{ мс} \cdot 2.1 \text{ мА}}{10 \text{ с}} = 4.2 \text{ мкА.} \text{ ПЛ}$$

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LTC1540](#)

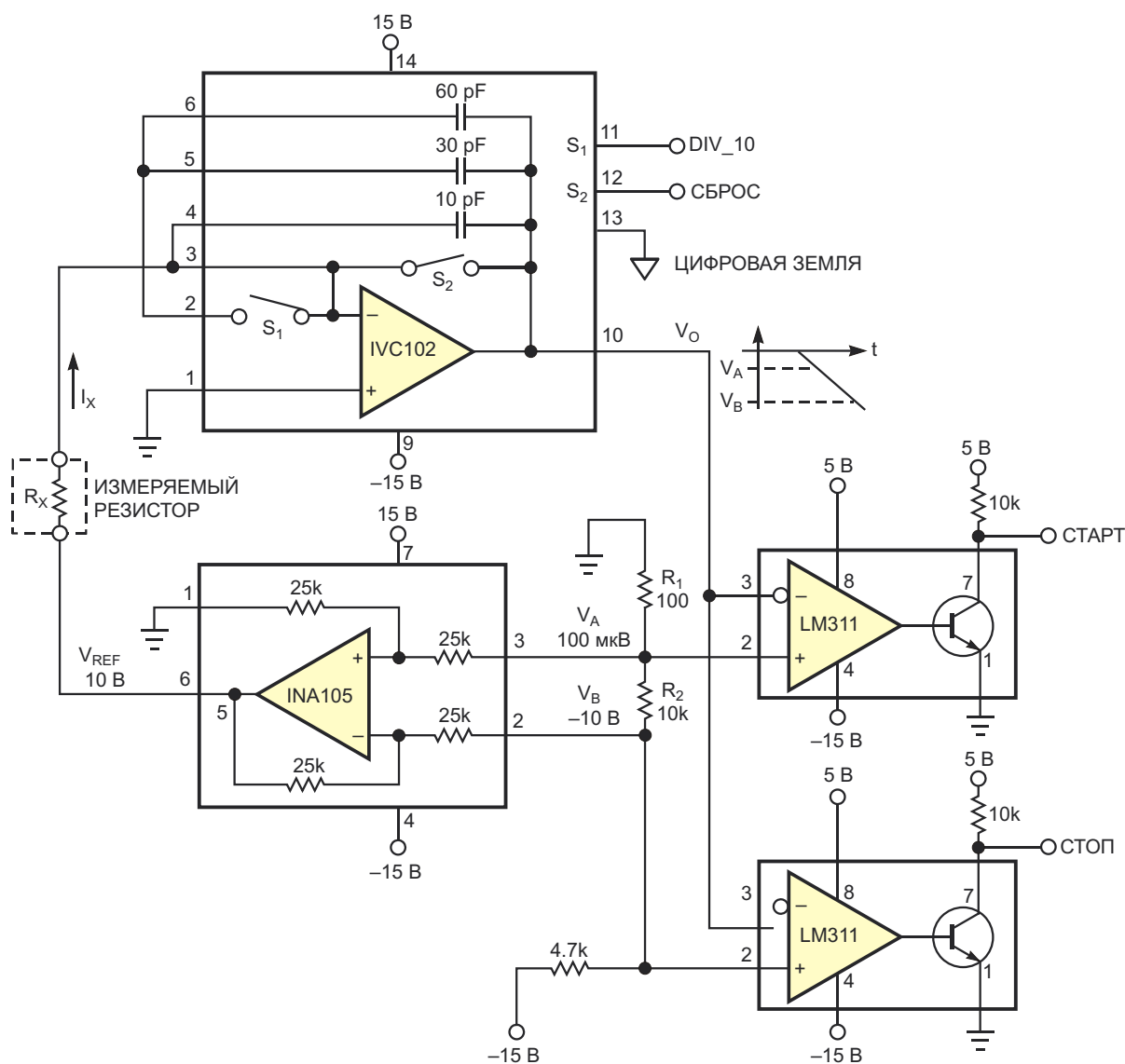
# Простой омметр гигаомного диапазона на основе интегратора

Stefano Salvatori

EDN

Прецизионный интегрирующий усилитель IVC102 компании Texas Instruments (TI) содержит высококачественные внутренние конденсаторы. Изображенная на Рисунке 1 схема позволяет измерять очень высокие

значения сопротивлений  $R_x$ . Выпускаемый TI высокоточный дифференциальный усилитель INA105 служит источником опорного напряжения  $V_{REF}$  для измеряемого сопротивления  $R_x$ . Во время интегрирования на выхо-



**Рисунок 1.** Эта схема, использующая прецизионный интегратор IVC102, может измерять сопротивления в диапазоне гигаом.

де IVC102 формируется отрицательное линейное изменяющееся напряжение  $V_O$ . Два компаратора LM311 сравнивают амплитуду  $V_O$  с двумя фиксированными порогами, вырабатывая два цифровых сигнала: СТАРТ и СТОП.

Разность времен  $T$  между двумя такими событиями связана с системными параметрами следующим выражением:

$$T = C_{INT} R_X \frac{V_A - V_B}{V_{REF}},$$

где  $C_{INT}$  – емкость внутреннего интегрирующего конденсатора микросхемы IVC102, подключенного к внешним выводам 4, 5 и 6. (Примечание: когда ключ  $S_1$  разомкнут,  $C_{INT} = 10$  пФ, а когда  $S_1$  замкнут,  $C_{INT} = 100$  пФ). Порог  $V_A$  позволяет исключить какое-либо смещение линейно изменяющегося выходного сигнала  $V_O$ . Поскольку усилитель INA105 дифферен-

циальный, справедливо  $V_{REF} = V_A - V_B$ , и предыдущее выражение упрощается до:

$$T = C_{INT} R_X.$$

Обратите также внимание, что точность резисторов  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$  не критична, поскольку точность омметра обеспечивается дифференциальным усилителем.

Внешняя схема цифрового управления может измерять время  $T$ , считая тактовые периоды между событиями пуска и останова. В конце схема управления может формировать сигнал сброса для IVC102, чтобы подготовить интегратор к выполнению нового измерения. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments IVC102](#)
2. [Datasheet Texas Instruments INA105](#)
3. [Datasheet Texas Instruments LM311](#)

# Трансимпедансный синхронный усилитель обнуляет фоновую засветку

Stefano Salvatori

EDN

Датчики света находят применение во множестве важных приложений, начиная от бытовой электроники, такой как схемы измерения окружающего света и управления экспозици-

ей в камерах, и заканчивая научными приборами, такими как оптическая абсорбционная спектроскопия, обнаружение по ИК излучению в термографии и двухцветная пиромет-

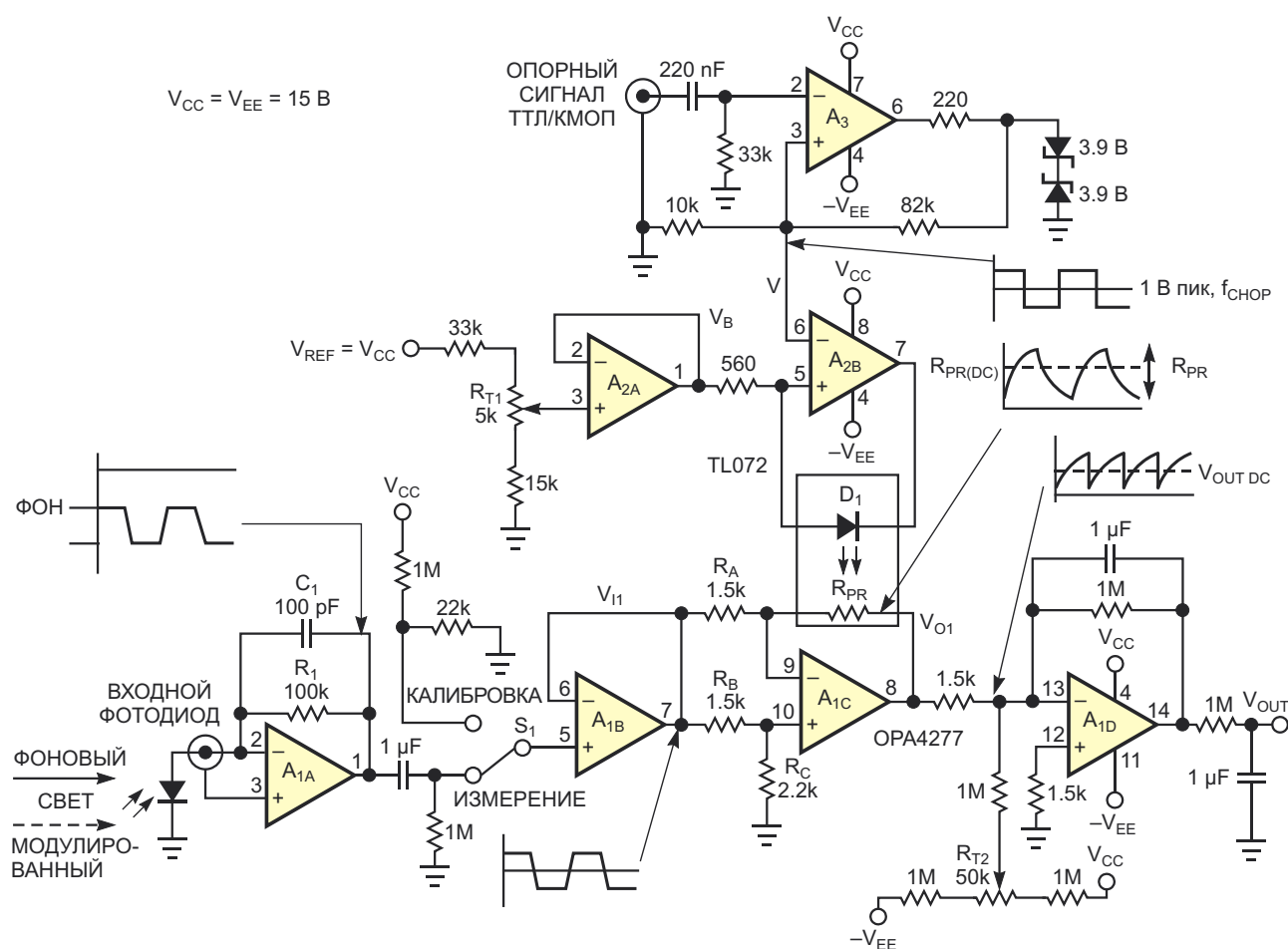


Рисунок 1. Опорный сигнал от obtюратора работает как источник прямоугольных импульсов и модулирует усиление инвертирующего усилителя, основанного на ОУ.

рия. Например, в оптической спектроскопии правильное измерение интенсивности зондирующего пучка имеет основополагающее значение при определении характеристик материала и устройства. При этом необходимо исключить любое влияние постоянной или очень низкочастотной фоновой подсветки. Кроме того, чтобы увеличить отношение сигнал/шум, при механической обтюрации или иным способе модуляции зондирующих пучков можно использовать узкополосные фазочувствительные или синхронные технологии детектирования.

В описываемой ниже схеме опорный сигнал оптического модулятора, аналогично генератору прямоугольных импульсов с частотой  $f_{\text{СНОР}}$ , модулирует коэффициент усиления инвертирующего усилителя, основанного на операционном усилителе (ОУ) (Рисунок 1). Входное напряжение усилителя пропорционально фототоку, генерируемому фотодиодом, который облучается световым пучком, модулированным частотой прерывателя. В этом случае, поскольку коэффициент усиления и вход управляются одной частотой, на выходе усилителя присутствует постоянная составляющая, которая может быть легко выделена фильтром нижних частот.

Операционные усилители  $A_{1A}$  и  $A_{1B}$  преобразуют фототок в напряжение только для переменных компонентов сигнала. Сопротивление резистора  $R_1$  можно изменить в зависимости от уровня освещенности, который потребуется измерять. Емкость конденсатора  $C_1$  выбирается в соответствии с общей емкостью фотодиода (если пренебречь входной емкостью  $A_{1A}$ ). Величина емкости  $C_1$  должна быть такой, чтобы обеспечить устойчивость трансимпедансной схемы [1].

Основным элементом схемы является операционный усилитель  $A_{1C}$ , в цепь обратной связи которого включен фоторезистор  $R_{PR}$ , определяющий усиление каскада. Сопротивление  $R_{PR}$  зависит от интенсивности света, излучаемого светодиодом  $D_1$ . Светодиодом  $D_1$  управляет преобразователь

напряжение-ток на усилителе  $A_{2B}$ . На один вход преобразователя через повторитель  $A_{2A}$  подается фиксированное напряжение  $V_B$ , а на другой – сигнал  $V$ , сформированный с помощью  $A_3$ .  $A_{2A}$  определяет значение постоянной составляющей тока  $R_{PR}$ , тогда как  $A_{2B}$  и  $R_{PR}$  изменяются с частотой опорного сигнала. Сделанный на операционном усилителе  $A_3$  триггер Шмитта преобразует любые КМОП/ТТЛ уровни опорного сигнала в сбалансированные прямоугольные импульсы  $\pm 4.6$  В, ослабленные до уровня  $\pm 0.5$  В для питания светодиода током порядка 1.8 мА. Красный светодиод и фоторезистор  $R_{PR}$ , в качестве которого используется сульфидкадмиевый прибор NSL-19M51, выпускаемый компанией LUNA, расположены друг напротив друга и помещены в черную коробку, чтобы исключить попадание на оптрон фоновой засветки.

Для калибровки схемы сначала отключите или закройте входной фотодиод, чтобы усилитель  $A_{1A}$  не преобразовывал сигнал переменного тока. Затем установите переключатель  $S_1$  в положение ИЗМЕРЕНИЕ и с помощью потенциометра  $R_{T2}$  установите выходное напряжение равным нулю. Когда переключатель  $S_1$  установлен в положение КАЛИБРОВКА, и на выходе буфера устанавливается известное тестовое напряжение, равное примерно 300 мВ, потенциометром  $R_{T1}$  зафиксируйте выходное напряжение на уровне 0 В. Тогда напряжение  $V_B$ , управляющее сопротивлением  $R_{PR}$ , установит соотношение  $R_{PR}/R_C = R_A/R_B$ . **РЛ**

## Ссылки

1. Wang, Tony, and Barry Erhman, “[Compensate Transimpedance Amplifiers Intuitively](#),” Application Report SBOA055A, Texas Instruments, 1993.

## Материалы по теме

1. [Datasheet LUNA optoelectronics NSL-19M51](#)
2. [Datasheet Texas Instruments OPA4277](#)
3. [Datasheet Texas Instruments TL072](#)

# Однополюсный выключатель совмещает функции управления питанием и пользовательского ввода

Eugene Kaplounovski

EDN

В этой статье описан усовершенствованный вариант предыдущей схемы [1]. В схеме на Рисунке 1 используется нормально разомкнутый однополюсный выключатель вместо переключателя на два направления, кото-

рый требовался в оригинальной конструкции. Можно использовать мембранную тактовую кнопку, чтобы значительно упростить конструкцию устройства и повысить его эргономичность. Кроме того, новая схема немно-

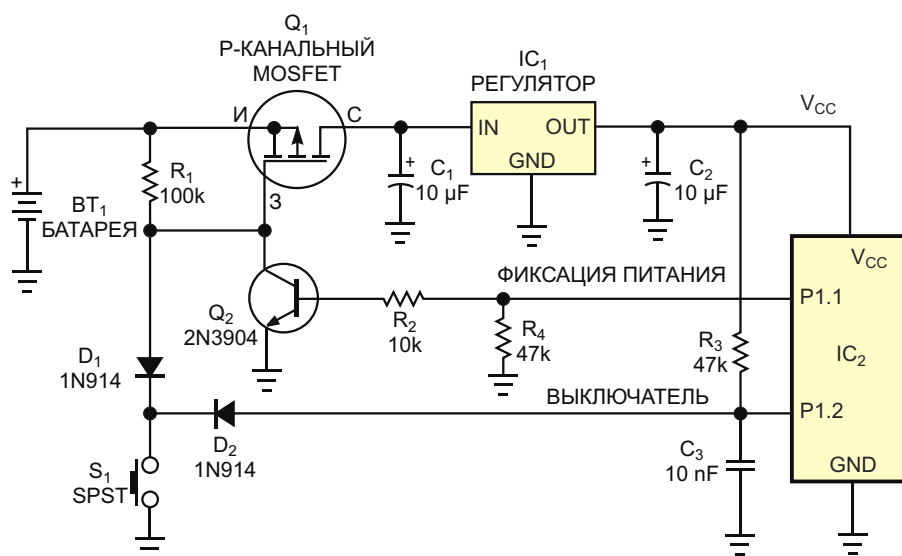


Рисунок 1. Один переключатель может обеспечить управление питанием и пользовательский ввод в системе на базе микроконтроллера.



го снижает потребление мощности в активном режиме за счет исключения протекания тока через неактивированный выключатель.

В режиме ожидания MOSFET  $Q_1$  остается закрытым и потребляет от батареи ток менее 1 мкА. Нажатие на кнопку  $S_1$  открывает  $Q_1$ , соединяя его затвор с землей через диод  $D_1$ . Регулятор напряжения  $IC_1$  включается и подает питание на микроконтроллер  $IC_2$ . Микроконтроллер загружается и выставляет высокий уровень на выходе P1.1, чтобы включить транзистор  $Q_2$  и зафиксировать включенное состояние системы, позволяя отпустить кнопку  $S_1$ . При этом резистор  $R_3$  подтягивает вход микроконтроллера P1.2 к  $V_{CC}$ . Нажатие кнопки во второй раз соединяет вход микроконтроллера P1.2 с землей через диод  $D_2$  и сигнализирует о событии нажатия кнопки микропрограмме. Закончив программу, микроконтроллер устанавливает на выходе P1.1 низкий уровень, чтобы закрыть транзистор  $Q_2$  и, соответственно,  $Q_1$ , отключая питание системы до тех пор, пока пользователь не нажмет кнопку  $S_1$  и перезапустит процесс.

При выборе компонентов необходимо убедиться, что напряжение пробоя затвор-исток транзистора  $Q_1$  превышает максимально возможное входное напряжение; в противном случае для ограничения напряжения затвора  $Q_1$  следует использовать стабилитрон. Если у микросхемы регулятора напряжения  $IC_1$  есть вывод включения/выключения, транзистор  $Q_1$  из схемы можно исключить. Для замены  $Q_1$  другим силовым коммутационным устройством, таким как п-р-п биполярный транзистор или реле, выберите  $Q_2$ , способный обеспечить ток управления, требуемый коммутационному устройству. Для дальнейшего снижения количества компонентов схемы можно заменить диоды  $D_1$  и  $D_2$  подходящей диодной сборкой с общим катодом, такой, например, как BAV70. Если в микро-схему  $IC_2$  включены подтягивающие резисторы, что делается в большинстве современных микроконтроллеров, резистор  $R_3$  будет не нужен. **РЛ**

## Ссылки

1. [Две функции одной кнопки в простой микро-процессорной системе](#)

# Преобразователь для питания портативных устройств от порта USB

Chad Olson, Maxim Integrated Products

EDN

Схема на Рисунке 1 питается от порта USB и вырабатывает напряжения 5 и 3.3 В для питания портативных устройств, таких как цифровые камеры, MP3-плееры и КПК. Схема не мешает порту поддерживать обмен

данными, например, во время зарядки литий-ионного аккумулятора. Микросхема IC<sub>2</sub> повышает напряжение батареи V<sub>BATT</sub> до 5 В, а IC<sub>3</sub> понижает выходное напряжение регулятора 5 В до 3.3 В. Микросхема управления заряд-

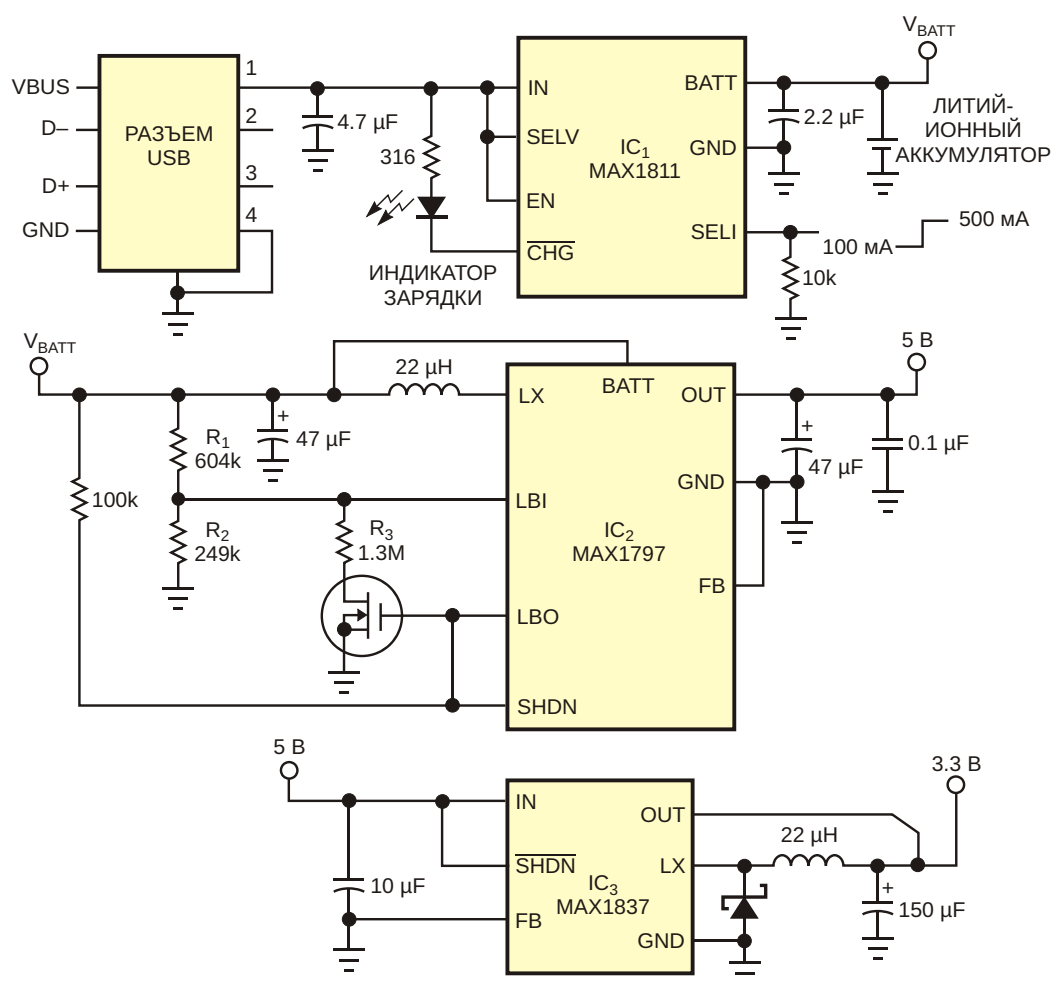


Рисунок 1. Получая питание от порта USB, эта схема вырабатывает напряжения 5 и 3.3 В для портативных приложений.

кой литий-ионных аккумуляторов IC<sub>1</sub> получает питание от порта USB. Подача низкого уровня на вывод SEL1 устанавливает зарядный ток 100 мА для маломощных портов USB, а при использовании мощных портов с током 500 мА уровень напряжения на этом входе должен быть высоким. Аналогично работает вход SELV: низкий или высокий входные уровни конфигурируют микросхему для работы с аккумуляторами 4.2 или 4.1 В, соответственно. Для защиты аккумулятора напряжение окончания зарядки поддерживается микросхемой IC<sub>1</sub> с точностью 0.5%. Вывод CHG позволяет включать светодиод во время процесса зарядки.

DC/DC преобразователь IC<sub>2</sub>, повышающий напряжение V<sub>BATT</sub> до 5 В, может отдавать токи до 450 мА. Его схема определения состояния разряда и возможность истинного отключения обеспечивают защиту литий-ионного аккумулятора. Отсоединяя аккумулятор от выхода, «истинное отключение» ограничивает ток аккумулятора до уровня менее 2 мкА. Внешний резистивный делитель, включенный между шиной V<sub>BATT</sub> и землей, устанавливает пороговое напряжение разряда аккумулятора. Соединение выхода LBO (батарея разряжена) с входом отключения SHDN заставляет микросхему IC<sub>2</sub> отсоединять свою нагрузку в ответ на падение напряжения аккумулятора. Внутреннее сопротивление аккумулятора становится причиной колебаний, когда цепь обнаружения разряда в микросхеме IC<sub>2</sub> отключает разряженный аккумулятор от нагрузки. Если падение напряжения на внутреннем сопротивлении аккумулятора исчезает, напряжение аккумулятора увеличивается и снова включает IC<sub>2</sub>. Например, на внутреннем сопротивлении литий-ионного аккумулятора с внутренним сопротивлением 500 мОм, отдающего в нагрузку 500 мА, падает напряжение

250 мВ. Когда IC<sub>2</sub> отключает нагрузку, прерывая ток аккумулятора, напряжение на нем немедленно увеличивается на 250 мВ.

N-канальный MOSFET на выходе LBO предотвращает эти колебания, добавляя гистерезис в цепь обнаружения разряда аккумулятора. Схема на Рисунке 1 имеет порог разряда, равный 2.9 В. Когда напряжение V<sub>BATT</sub> падает ниже 2.9 В, внутренний транзистор на выходе LBO закрывается, позволяя выходу SHDN установить высокий уровень и включить внешний MOSFET. Когда этот MOSFET открывается, соединенные параллельно резисторы 1.3 МОм и 249 кОм устанавливают порог V<sub>BATT</sub>, равным 3.3 В, устраняя колебания. Пороги выключения V<sub>BATT\_OFF</sub> и включения V<sub>BATT\_ON</sub> определяются следующими выражениями:

$$V_{BATT\_OFF} = V_{LBI} \frac{R_1 R_2}{R_2},$$

где V<sub>LBI</sub> = 0.85 В и

$$V_{BATT\_ON} = V_{LBI} \frac{R_1 R_2}{R_2},$$

где

$$R_2 = \frac{R_2 R_3}{R_2 R_3}.$$

И, наконец, преобразователь IC<sub>3</sub> понижает 5 В, обеспечивая нагрузку напряжением 3.3 В при токах до 250 мА и КПД, превышающем 90%. **ПЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX1797](#)
2. [Datasheet Maxim MAX1811](#)
3. [Datasheet Maxim MAX1837](#)

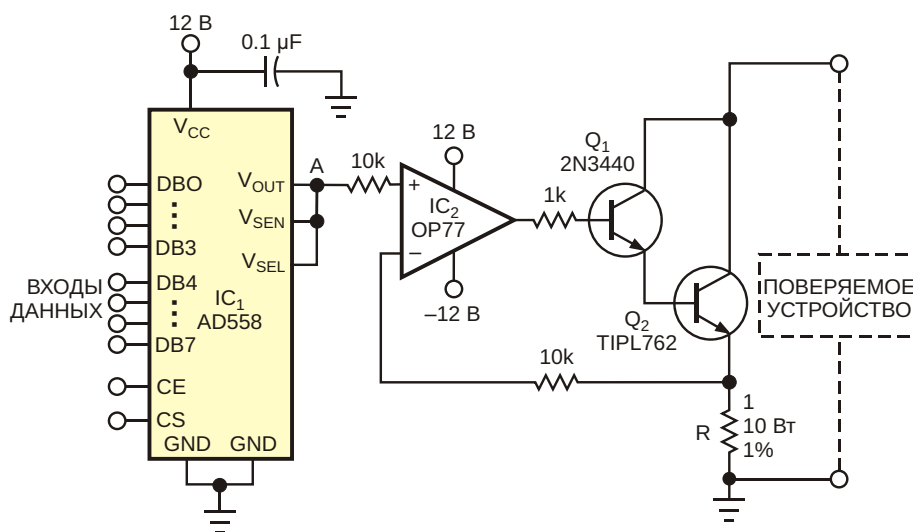
# Переменная нагрузка для проверки источников напряжения

Michele Frantisek

EDN

Схема на Рисунке 1, служащая переменной нагрузкой для тестирования источников напряжения, основана на источнике втекающего тока. Используя цифровые команды, можно в широком диапазоне и независимо от выходного напряжения схемы регулировать ток нагрузки, идущий через тестируемое

устройство. Схема содержит ЦАП AD558 ( $IC_1$ ), обеспечивающий опорное напряжение в Точке А. В этом приложении хорошо работает практически любой цифроаналоговый преобразователь. AD558 питается одним напряжением и имеет внутренний опорный источник, что упрощает конструкцию схемы.



**Рисунок 1.** Простая схема позволяет осуществлять цифровое управление током независимо от выходного напряжения.

**Таблица 1.** Зависимость выходного напряжения ЦАП от входного кода

Цифровой код на входе IC <sub>1</sub>		Напряжение в точке А (В)
Двоичный	Шестнадцатеричный	
0000 0000	00	0
0000 0001	01	0.01
0000 1111	0F	0.15
0001 0000	10	0.16
1000 0000	80	1.28
1111 1111	FF	2.55

IC<sub>1</sub> вырабатывает выходные напряжения от 0 до 2.55 В (Таблица 1). Управляющие входы CE и CS микросхемы IC<sub>1</sub> позволяют использовать для управления ЦАП шину микропроцессора. Если шины данных в приложении нет, CE и CS следует подключить к земле, чтобы получить прямой доступ к входам данных ЦАП.

Вторая часть схемы на Рисунке 1 состоит из операционного усилителя IC<sub>2</sub>, управляющего транзисторами Q<sub>1</sub> и Q<sub>2</sub>. IC<sub>2</sub> сравнивает опорное напряжение в Точке А с напряжени-

ем, падающим на резисторе R. Выходное напряжение микросхемы IC<sub>2</sub> управляет транзисторами Q<sub>1</sub> и Q<sub>2</sub> таким образом, чтобы напряжение на R равнялось опорному напряжению в Точке А. Напряжение на R пропорционально току, проходящему через тестируемое устройство, и не зависит от выходного напряжения. Сопротивление резистора R на Рисунке 1 равно 1 Ом; таким образом, при напряжении 1 В в Точке А втекающий ток равен 1 А. При использовании компонентов с номиналами, показанными на Рисунке 1, схема может управлять токами через проверяемое устройство от 0 до 2.55 А при напряжении от 5 до 250 В. Мощность, рассеиваемая транзистором Q<sub>2</sub>, ни в коем случае не должна превышать 120 Вт. **ПЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD558](#)
2. [Datasheet Analog Devices OP77](#)
3. [Datasheet STMicroelectronics 2N3440](#)
4. [Datasheet Bourns TIPL762](#)

# Добавьте усиление к усилителю абсолютного значения

Chuck Wojlaw

EDN

Усилитель абсолютного значения является основным строительным блоком в контрольно-измерительных приложениях и приложениях обработки сигналов. Подключение программируемого цифрового потенциометра добавляет к этой ключевой схеме еще одно измерение –  $G$  (коэффициент усиления). Поскольку коэффициент усиления программируется, схему можно использовать в качестве усилителя абсолютного значения ( $G > 1$ ) или аттенюатора абсолютного значения ( $G < 1$ ). Изображенная на Рисунке 1 схема, питающаяся от одного источника, состоит

из инвертирующего усилителя  $IC_1$ , работающего только с сигналами положительной полярности, и суммирующего усилителя  $IC_2$ . Сопротивление обратной связи  $R_1$  суммирующего усилителя представлено программируемым цифровым потенциометром. Его сопротивление моделируется как

$$pR_2 \quad p(10 \text{ кОм}),$$

где  $p$  может принимать значения от 0 до 1/99 и до 99/99, характеризующая множество относительных положений движка от одного конца

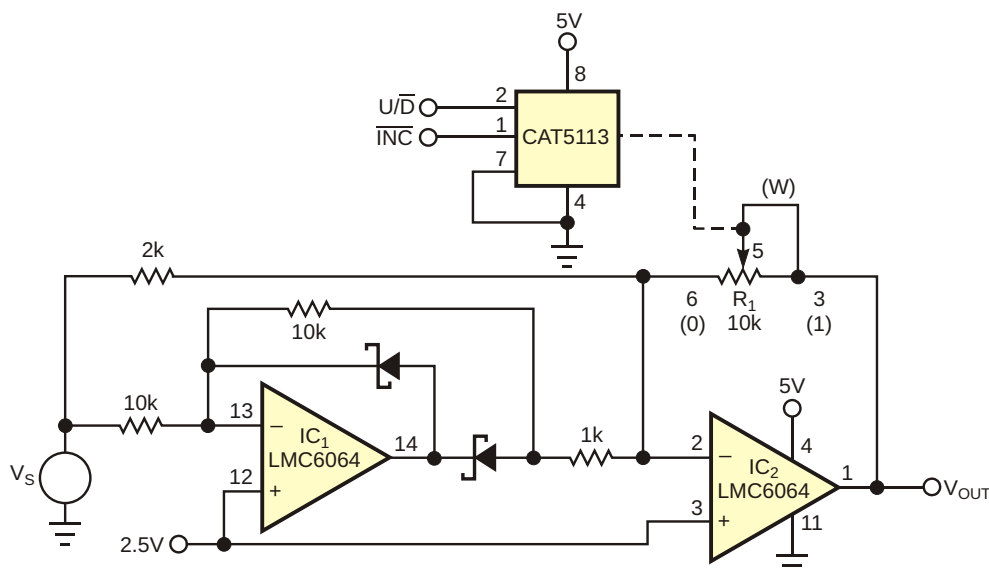


Рисунок 1. Эта схема может служить аттенюатором или усилителем абсолютного значения.

потенциометра (0) до другого (1). Для входных напряжений, превышающих опорное, например, ( $V_S > 2.5 \text{ В}$ ), и напряжений, меньших опорного ( $V_S < 2.5 \text{ В}$ ), выходное напряжение равно

$$V_{\text{OUT}} = 2.5 \text{ В} \cdot \left| \frac{p5V_S}{2.5 \text{ В}} \right| \cdot \left| \frac{GV_S}{V_S} \right|.$$

Потенциометр CAT5113 имеет 100 положений движка и инкрементно-декрементный интерфейс. При использовании этого потенциометра коэффициент усиления схемы может изменяться от 5/99 до 5. Измеренная точность схемы составляет приблизительно 1% для умеренных значений коэффициента усиления (от 0.5 до 4) и при известном сопро-

тивлении между концами потенциометра  $R_{\text{ПОТ}}$ . При включении питания движок устанавливается в положение, сохраненное в его энергонезависимой памяти. Это сохраненное значение устанавливает значение коэффициента усиления по умолчанию после включения питания. Основная идея этой схемы взята из [1]. [РЛ](#)

## Ссылка

1. Cipri, Teno, "[Absolute-value comparator touts accuracy, size](#)"

## Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor CAT5113](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LMC6064](#)

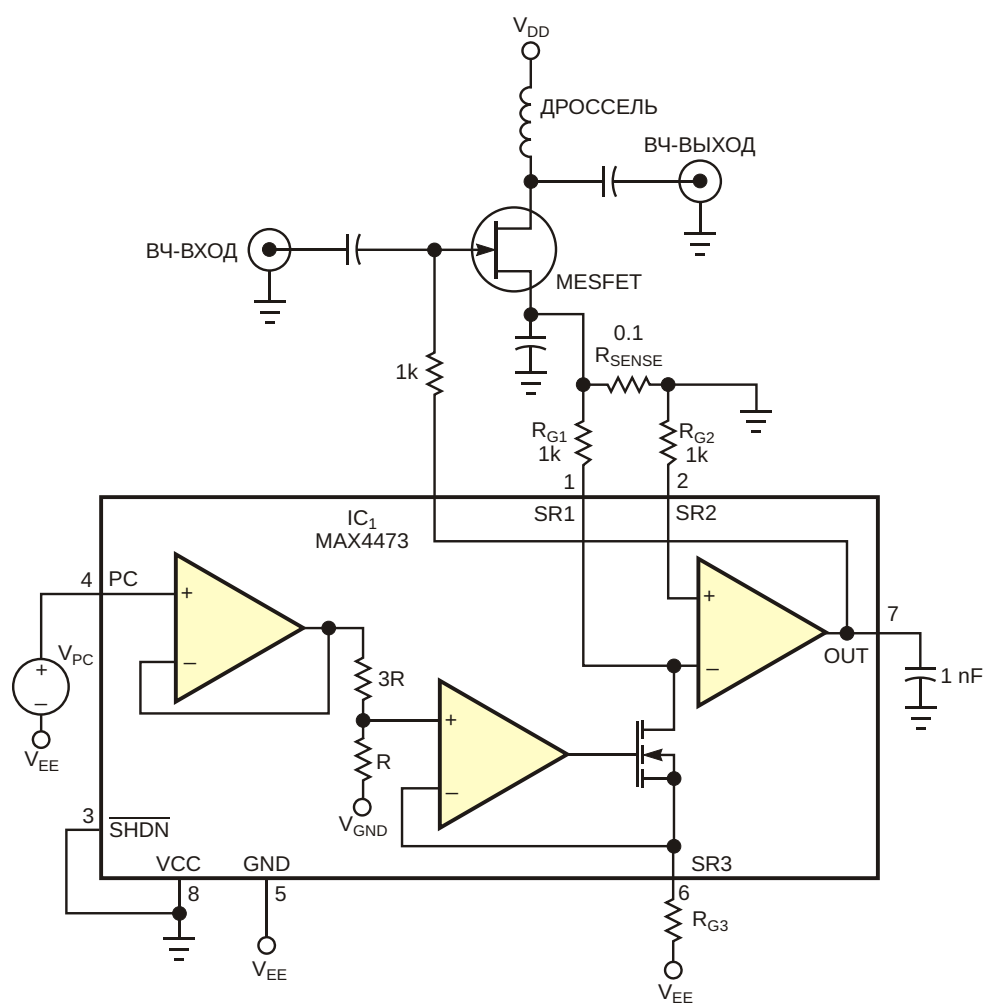
# Схема компенсации разброса напряжения включения GaAs MESFET

Ken Yang

EDN

Пороговые напряжения включения арсенид галлиевых (GaAs) MESFET (metal-semiconductor field-effect transistors – металл-полупроводниковый полевой транзистор)

имеют значительный разброс, даже в пределах одной партии. Это затрудняет разработку схемы смещения, особенно если устройство создается для крупносерийного производ-



**Рисунок 1.** Микросхема интеллектуального смещения гарантирует компенсацию разброса пороговых напряжений GaAs полевых транзисторов при крупносерийном производстве.



ства. Чтобы преодолеть этот недостаток, можно ввести датчик тока, который будет отслеживать ток смещения и обеспечивать обратную связь на вход затвора (Рисунок 1). IC<sub>1</sub> объединяет датчик тока и усилитель ошибки. Предназначенная для управления выходной мощностью радиочастотных усилителей, эта микросхема измеряет ток сток-исток I<sub>DS</sub> на истоке транзистора, сравнивает и интегрирует разность между падениями напряжения на R<sub>SENSE</sub> и R<sub>G1</sub> и подает выходное напряжение обратной связи на затвор MESFET. Обратная связь регулирует I<sub>DS</sub> таким образом, чтобы два падения напряжения были равны, тем самым, поддерживая требуемый ток истока, независимо от пороговых характеристик затвора MESFET. Выражение для тока сток-исток имеет вид

$$I_{DS} = \frac{V_{PC} R_{G1}}{4 R_{G3} R_{SENSE}}.$$

Ток, проходящий через R<sub>G1</sub>, зависит от величины напряжения V<sub>PC</sub> относительно напряжения отрицательного источника питания V<sub>EE</sub>, приложенного к входу управления мощностью (вывод 4). Реализовать V<sub>PC</sub> можно с помощью делителя напряжения, опорного источника или источника регулируемого напряжения. Поскольку напряжение затвора отрицательно относительно истока, подключение питания к микросхеме IC<sub>1</sub> необходимо изменить, чтобы обеспечить отрицательное напряжение управления затвором MESFET: Вывод V<sub>CC</sub> микросхемы нужно подключить к земле, а вывод земли к шине V<sub>EE</sub>. Эту схему можно легко модифицировать для смещения биполярных транзисторов и MOSFET. [РЛ](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX4473](#)

# Логический пробник для сигналов ТТЛ и КМОП из небольшого количества компонентов

Aruna Rubasinghe

EDN

В схеме логического пробника ТТЛ/КМОП на Рисунке 1 используется включенный компаратор сдвоенный операционный усилитель (ОУ) LM358 и несколько других недорогих компонентов. Устройство получает питание от проверяемой схемы, что позволяет ему работать с логическими уровнями ТТЛ или КМОП. Оба ОУ IC<sub>1A</sub> и IC<sub>1B</sub> находятся в одном корпусе микросхемы LM358. Переключатель S<sub>1</sub> предназначен для выбора режима работы – ТТЛ или КМОП. Зеленый светодиод

загорается при низком логическом уровне, красный указывает на высокий уровень.

Неинвертирующий вход IC<sub>1A</sub> и инвертирующий вход IC<sub>1B</sub> подключаются к измерительному щупу. В качестве порогового уровня «лог. 1» схема использует 90% от напряжения питания в режиме КМОП и 2.7 В в режиме ТТЛ. В качестве порога «лог. 0», как для ТТЛ, так и для КМОП, используется уровень 0.7 В. Резистивный делитель R<sub>3</sub>/R<sub>4</sub> делит напряжение 2.7 В стабилитрона D<sub>1</sub> пополам, обеспе-

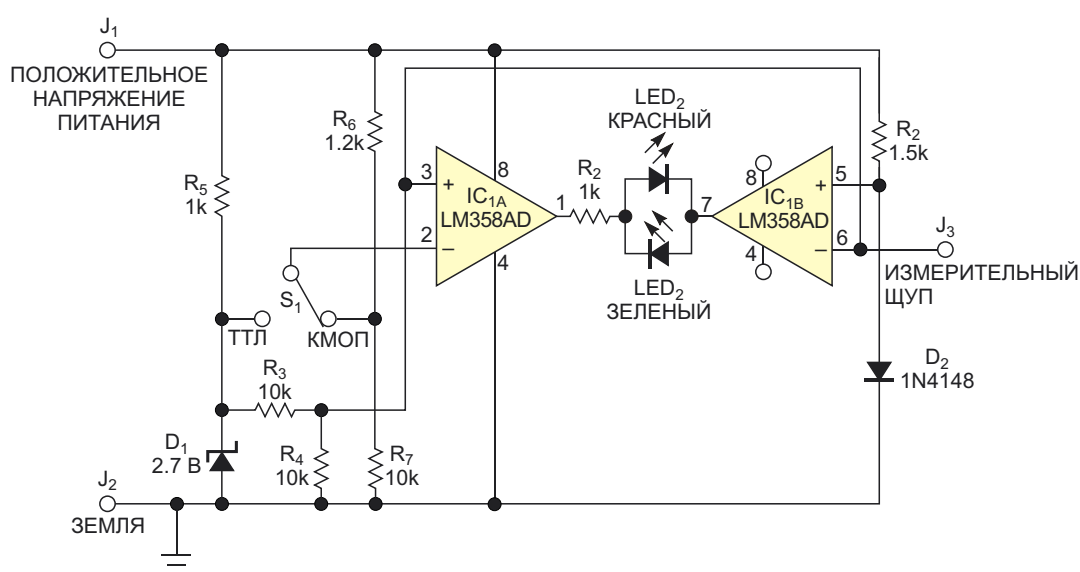


Рисунок 1. Два компаратора и несколько делителей напряжения определяют статус ТТЛ или КМОП логического сигнала.

чивая пороговое напряжение 1.35 В на неинвертирующем входе IC<sub>1A</sub> и инвертирующем входе IC<sub>1B</sub>. Падение напряжения 0.7 В на смещенном в прямом направлении диоде D<sub>2</sub> служит нижним порогом, представляющим «лог. 0». Это напряжение подается на неинвертирующий вход IC<sub>1B</sub>.

В режиме ТТЛ напряжение на инвертирующем входе IC<sub>1A</sub> равно 2 В. В режиме КМОП напряжение на инвертирующем входе IC<sub>1A</sub> определяется делителем R<sub>6</sub>/R<sub>7</sub> и составляет порядка 90% от напряжения питания. Когда щуп находится в высокоимпедансном состоянии в режиме либо КМОП, либо ТТЛ, напряжение на инвертирующем входе усилителя IC<sub>1A</sub> больше напряжения 1.35 В на его неинвертирующем входе. Напряжение на выходе IC<sub>1A</sub> имеет низкий уровень. Напряжение 1.35 В на инвертирующем входе IC<sub>1B</sub> больше, чем напряжение 0.7 В на неинвертирующем входе. Уровень выходного напряжения IC<sub>1B</sub> также низкий, и оба светодиода не горят.

В режиме ТТЛ при измерении «лог. 1» напряжение 2.7 В на инвертирующем входе IC<sub>1A</sub> меньше напряжения на его неинвертирующем входе, которое является напряжением щупа. Напряжение на выходе IC<sub>1A</sub> имеет высокий уровень. Напряжение на инвертирующем входе IC<sub>1A</sub>, то есть, напряжение на щупе, больше напряжения 0.7 В на неинвертирующем входе. Соответственно, на выходе IC<sub>1B</sub> напряжение низкое. Красный светодиод загорается, индицируя высокий логический уровень. Если измеряемый логический уровень низкий, напряжение 2.7 В на неинвертирующем входе ОУ IC<sub>1A</sub> больше, чем напряжение на его неинвертирующем входе, которое является напряжением щупа. Таким обра-

зом, уровень выходного напряжения IC<sub>1A</sub> низкий. Напряжение на инвертирующем входе IC<sub>1B</sub>, то есть, напряжение на щупе, больше напряжения 0.7 В на его неинвертирующем входе. Уровень выходного напряжения IC<sub>1B</sub>, соответственно, высокий. Загорается зеленый светодиод, индицируя низкий логический уровень.

При измерении «лог. 1» в режиме КМОП напряжение на инвертирующем входе IC<sub>1A</sub>, составляющее 90% от напряжения питания, больше чем напряжение на его неинвертирующем входе. Таким образом, уровень выходного напряжения высокий. Напряжение на инвертирующем входе IC<sub>1B</sub>, то есть, напряжение на щупе, превышает напряжения 0.7 В на его неинвертирующем входе, и уровень напряжения на выходе низкий. Загорается красный светодиод, индицируя высокий логический уровень.

При измерении «лог. 0» напряжение на инвертирующем входе IC<sub>1A</sub>, составляющее 90% от напряжения питания, превышает напряжение на его неинвертирующем входе. Тогда уровень напряжения на выходе IC<sub>1A</sub> будет низким, а на выходе IC<sub>1B</sub> – высоким, поскольку напряжение на инвертирующем входе IC<sub>1B</sub> больше, чем 0.7 В на неинвертирующем входе. Загорается зеленый светодиод, индицируя низкий логический уровень. Когда сигнал на измерительном щупе имеет импульсный характер, оба светодиода попеременно включаются и выключаются с частотой импульсов. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM358](#)



одна стандартная недорогая микросхема, не требующая написания программного кода. Кроме того, это дешевле, чем подобные схемы, основанные на микроконтроллерах.

Основным компонентом схемы является микросхема ФАПЧ 74НС4046. При напряжении питания 12 В вместо нее можно использовать CD4046 без дополнительного регулятора напряжения. Микросхема содержит генератор, фазовый компаратор и один усилитель для входного сигнала. Входной сигнал подается на вход фазового компаратора через встроенный усилитель микросхемы. Схема сравнивает этот усиленный сигнал с частотой генератора, управляемого напряжением (ГУН). Частота задается с помощью внешних компонентов  $C_1$ ,  $R_1$  и напряжения на выводе 9. Если частота входного сигнала ниже частоты ГУН, уровень сигнала на выходе фазового компаратора (вывод 13) будет низким. В этом случае транзистор  $Q_2$  закрыт, а  $Q_1$  открыт, и светодиод не горит, индицируя состояние «низкая частота». Резисторы  $R_2$ ,  $R_3$  и  $R_4$  определяют напряжение на выводе 9 и нижнюю пороговую частоту. Если частота входного сигнала увеличивается и достигает значения частоты ГУН, уровень выходного сигнала фазового компаратора становится высоким.

Этот высокий выходной уровень включает транзистор  $Q_2$  и закрывает  $Q_1$ . При выключенном  $Q_1$  напряжение ГУН увеличивается до второго значения, более высокого, определяемого сопротивлениями резисторов  $R_2$  и  $R_3$ , и ГУН генерирует частоту для верхнего предела. Если частота входного сигнала находится между этими двумя пределами, фазовый компаратор генерирует импульсы прямоугольной формы. Частота этих импульсов задается конденсатором обратной связи  $C_2$ . При выборе емкости 2.2 мкФ частота равна приблизительно 1 Гц. Эта частота является частотой мигания светодиода. Если частота входного сигнала увеличивается до значения, превышающего верхнюю частоту ГУН, выходной сигнал фазового компаратора останется высоким, а светодиод будет гореть постоянно. При значениях номиналов компонентов, показанных на Рисунке 1, нижний и верхний пороги частоты равны, соответственно, 3.81 кГц и 7.35 кГц. [РЛ](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet NXP 74HC4046AD](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4046B](#)
3. [Datasheet Infineon BSS89](#)



# РАДИОЛОЦМАН

Журнал для тех, кто интересуется электроникой

Если вам  
небезразличны темы:

- ▶ микроконтроллеры
- ▶ автоматизация
- ▶ силовая электроника
- ▶ светотехника
- ▶ САПР
- ▶ измерения

или вы являетесь носителем  
передовых знаний в других  
областях электроники и готовы их  
популяризировать -

**приглашаем к сотрудничеству!**