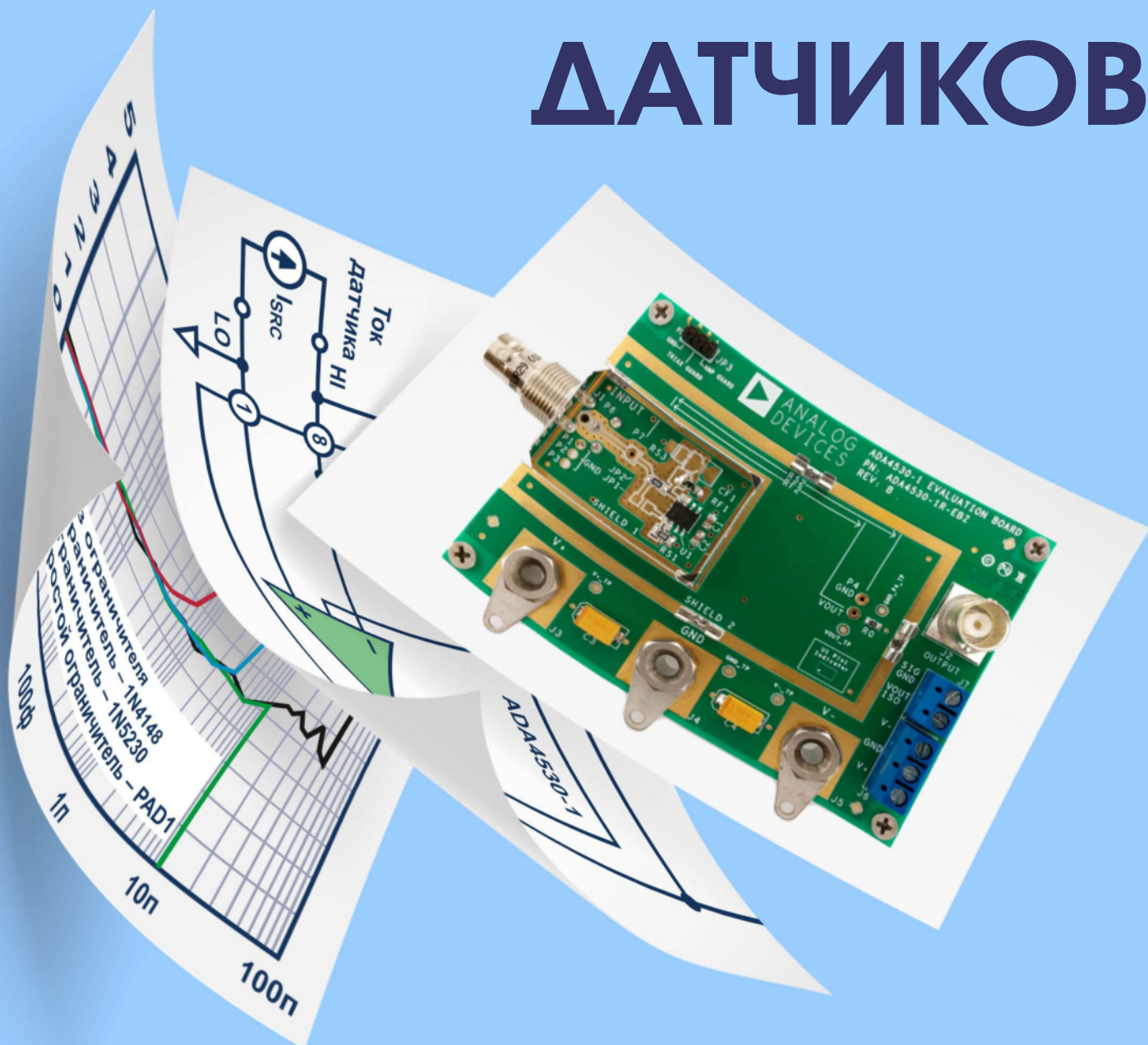




## РАСШИРЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА ВЫСОКОИМПЕДАНСНЫХ ДАТЧИКОВ





# 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  
О. Левашов  
С. Муратчаев  
А. Николаев  
А. Русу

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

rlocman@rlocman.ru

 +7 (903) 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 РадиоЛоц-  
ман обязательна. Полное или  
частичное воспроизведение или  
тиражирование каким бы то ни  
было способом материалов  
настоящего издания допускает-  
ся только с письменного разре-  
шения редакции.

Мнения авторов не всегда  
отражают точку зрения редакции.

Оформление  
бесплатной подписки:  
www.rlocman.ru/magazine

## Новости

- 4 Hitex представляет новую плату разработки AURIX для приложений безопасности
- 4 Analog Devices анонсировала микромодуль регулятора термоэлектрического охладителя
- 5 АКМ разработала сверхэкономичный стерео АЦП с интегрированным Анализатором Акустической Активности
- 7 Новая микросхема моста 1-Wire – I<sup>2</sup>C/SPI компании Maxim Integrated упрощает построение сетей с удаленными датчиками
- 8 Texas Instruments выпускает первые в отрасли токовые датчики Холла с нулевым дрейфом
- 10 Renesas представляет самый точный в отрасли оптически изолированный дельта-сигма модулятор для приложений промышленной автоматизации
- 11 Графеновый датчик за минуты обнаруживает антитела к Covid-19
- 12 SiTime представила миниатюрный дифференциальный МЭМС генератор с самым низким в отрасли джиттером

## Статьи

- 14 Как управлять импульсными преобразователями с постоянной частотой переключения. Часть 1
- 23 Оптоэлектронные элементы «Исключающее ИЛИ (HE)»
- 26 Расширение динамического диапазона высокоимпедансных датчиков
- 31 TSOP48xx. Работа в режиме непрерывного входного сигнала
- 34 Дробная логика
- 40 Учимся любить микросхемы высоковольтных операционных усилителей
- 44 Простой способ изготовления дешевых экранов для печатных плат

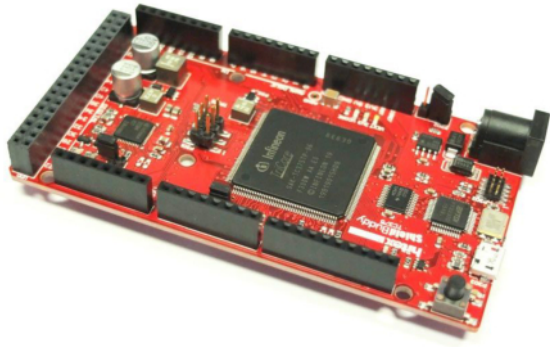
## Схемы

- 46 Генератор с оптической обратной связью и его практическое применение
- 50 Оптоэлектронные элементы «Эквивалентность» и «Эквивалентность-НЕ»
- 53 Слежение за точкой максимальной мощности фотоэлектрической панели оптимизирует драйвер вентилятора
- 56 Недорогой пиковый детектор из небольшого количества компонентов
- 60 Компактный сдвоенный 6-амперный понижающий преобразователь с высоким КПД
- 64 Простой измеритель токов утечки конденсаторов и полупроводниковых ключей
- 66 Цифровой вольтметр с повышенной разрешающей способностью. Часть 1
- 74 Двухвходовая схема сброса по питанию защищает от зависания программы ЭБУ автомобиля
- 76 Формирователь высокочастотных высоковольтных импульсов на основе аналогового зарядового насоса
- 78 Схема управления лазерным диодом
- 80 Истинно линейный детектор радиочастотной мощности
- 83 Малошумящий усилитель переменного тока с цифровым управлением усилением и полосой пропускания
- 86 Усовершенствованная схема активного выпрямителя
- 88 Точная схема активной нагрузки работает при напряжении от 2 В
- 92 Регулируемый источник питания на основе цифрового потенциометра с кнопочным управлением
- 95 Использование балласта люминесцентной лампы для управления светодиодами
- 98 Простой формирователь смещения 5 В из напряжения –48 В
- 100 Электронный эквивалент мощного переменного резистора
- 102 Высокоимпедансный вольтметр на основе логических элементов
- 104 Реле устраняют высоковольтные помехи



# Hitex представляет новую плату разработки AURIX для приложений безопасности

Hitex расширяет свой портфель средств обеспечения безопасности и представляет плату ShieldBuddy TC375.



ShieldBuddy TC375 в настоящее время является самой маленькой в мире платой разработки для микропроцессоров AURIX. ShieldBuddy TC375 оснащена 32-битным многоядерным процессором TC375 компании Infineon и соответствует стандарту Arduino. Таким образом, ShieldBuddy TC375 отвечает высочайшим стандартам и требованиям безопасности.

Помимо интегрированного приемопередатчика CAN и интерфейса отладки через порт USB, плата содержит источник питания на микросхеме TLF35584 с монитором безопасности, расширяющим возможности ShieldBuddy TC375.

Кроме того, доступны оценочные лицензии для многочисленных инструментов разработки, что делает ShieldBuddy TC375 идеальным устройством для встраиваемых промышленных или автомобильных приложений реального времени начального уровня.

Это позволяет эффективно оценивать и тестировать концепции безопасности.

«С дальнейшим усовершенствованием платы ShieldBuddy TC275 до ShieldBuddy TC375 мы подняли нашу прототипную плату на новый уровень. Благодаря своим превосходным характеристикам безопасности, наша ShieldBuddy TC375 подходит не только для сложных и связанных с безопасностью проектов в промышленности, но и для медицинских технологий», — говорит Йорг Стендер (Jörg Stender), управляющий директор Hitex GmbH.

Некоторые особенности этой платы:

- Очень недорогая плата AURIX с процессором TC375;
- Форм-фактор и расположение контактов вывода/вывода соответствуют Arduino Due/Mega2560;
- Плата ShieldBuddy AURIX TC375 с источником питания на основе TLF35584 и монитором безопасности;
- Обеспечивает мгновенный доступ новых и потенциальных пользователей AURIX к сотням плат расширения;
- Встроенный интерфейс CAN;
- Поставка с основными драйверами для DS-ADC, SAR, GTM, GPT, CCU6, ASC, LIN, SPI, QSPI, Ethernet;
- Интерфейс прямой отладки через порт USB;
- Инструменты разработчика, основанные на интегрированных средах HighTec Free AURIX и Arduino Processing;
- Питание от порта USB или внешнего источника 9...12 В.

## Analog Devices анонсировала микромодуль регулятора термоэлектрического охладителя

Analog Devices анонсировала микромодуль LTM4663 – законченный 1.5-амперный регулятор термоэлектрического охладителя (ThermoElectric Cooler, TEC) в корпусе LGA

размером 3.5 мм × 4 мм × 1.3 мм. Прибор содержит контроллер TEC, линейный силовой каскад, импульсный стабилизатор, дроссель и все вспомогательные компоненты.



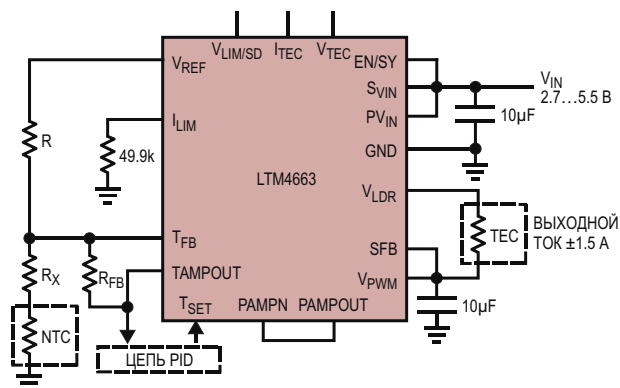
Устройство, работающее при входных напряжениях от 2.7 В до 5.5 В, может отдавать непрерывный втекающий или вытекающий ток до 1.5 А. Модулю требуются лишь входной и выходной конденсаторы. LTM4663 имеет два rail-to-rail усилителя типа МДМ (модулятор-демодулятор) с нулевым дрейфом, которые используются для усиления сигнала термистора и в петле регулирования температуры.

LTM4663 поддерживает термисторы с положительными (PTC) и отрицательными (NTC) температурными коэффициентами и резистивные датчики температуры. Максимальные токи охлаждения и нагрева, а также максимальное напряжение ТЕС программируются независимо друг от друга.

LTM4663 выпускается в корпусах LGA, покрытие выводов которых отвечает требованиям директивы RoHS.

### Основные характеристики

- Два встроенных rail-to-rail МДМ усилителя с нулевым дрейфом;
- Диапазон входных напряжений от 2.7 В до 5.5 В;



Микромодуль регулятора с выходным током 1.5 А.

- Максимальный выходной ток 1.5 А;
- Выход внутреннего источника опорного напряжения с точностью 1%;
- Контроль напряжения ТЕС и тока;
- Независимо программируемые предельные токи охлаждения и нагрева;
- Программируемое максимальное напряжение ТЕС;
- Частота переключения по умолчанию 2 МГц;
- Диапазон частот синхронизации от 1.85 МГц до 3.25 МГц;
- Может работать с NTC и PTC термисторами, а также с резистивными датчиками температуры.
- Корпус LGA с размерами 3.5 мм × 4 мм × 1.3 мм.

### Области применения

- Управление температурой ТЕС;
- Системы оптической связи, оптические модули;
- Оптические локаторы (лидары).

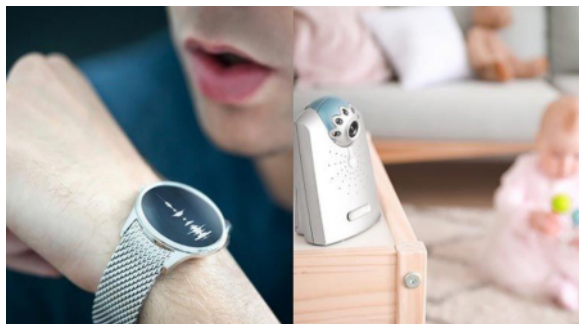
## АКМ разработала сверхэкономичный стерео АЦП с интегрированным Анализатором Акустической Активности

Корпорация Asahi Kasei Microdevices (AKM) разработала 24-битный стерео аналого-цифровой преобразователь (АЦП) АК5706 с интегрированным Анализатором Акустической Активности (AAA), аудио буфером и

поддержкой цифровых и аналоговых микрофонов с высоким отношением сигнал/шум.

Блок AAA АК5706 непрерывно анализирует входящие звуки по критериям, заданным пользователем, в то время как остальная

часть системы остается выключенной. В течение 7 мс после обнаружения звука, соответствующего выбранному критерию, АК5706 пробуждает систему и начинает запись во внутренний буфер, фиксируя любые звуковые события, которые могут произойти во время загрузки СнК. После пробуждения системная СнК считывает содержимое буфера, чтобы определить, какое действие следует предпринять.



Способность анализировать аудиовход в то время, когда остальная часть системы спит, может значительно снизить энергопотребление продукта в режиме ожидания и/или продлить срок службы батареи. Поэтому АК5706 идеально подходит для таких приложений, как умные динамики, носимые устройства, оснащенные голосовыми помощниками, и сетевые устройства безопасности, прослушивающие определенные звуки.

В настоящее время доступны единичные образцы микросхемы АК5706. Начало массового производства запланировано на конец 2020 года.

## Что такое Анализатор Акустической Активности (AAA)?

AAA обладает большей избирательностью, чем типичные решения для пробуждения по уровню. Выполняя аналоговый анализ во временной и частотной областях, он определяет, соответствует ли аудиоконтент заданным критериям. Патентуемая в настоящее время собственная аналоговая технология АКМ со сверхнизким энергопотреблением позволяет AAA выделять необходимые звуки, потребляя всего 30 мкА.

Детектор уровня шума анализатора акустической активности действует как привратник: он постоянно отслеживает уровень окру-

жающего шума, чтобы уменьшить количество ложных срабатываний, которые в противном случае могли бы возникать в зашумленной среде. Если громкость звука превышает текущий минимальный уровень шума на заданную пользователем величину, AAA классифицирует аудиоконтент по частоте и продолжительности звучания. Критерии низкой или высокой частоты, а также короткого или длительного звучания выбираются пользователем. Звуки человеческой речи, как правило, низкочастотные и продолжительные, поэтому пользователь, ищущий пробуждающее слово, может выбрать отклонение любых звуков, не соответствующих этим критериям. Если разработчик устройства хочет, чтобы система пробуждалась от стука в дверь, AAA может искать низкочастотные кратковременные звуки.

Кроме того, AAA имеет режим, в котором он исключительно выделяет только звуковые сигналы тревоги ТЗ (дымовой извещатель) и Т4 (детектор угарного газа).

## Основные особенности

### *Сверхнизкое энергопотребление и разнообразные варианты пробуждения системы*

Вход внешнего запуска микросхемы АК5706 позволяет ей активировать систему, основываясь на сигналах от датчиков, таких как датчики присутствия человека, датчики открывания дверей и датчики движения. Еще большей экономии энергии можно достичь при совместном использовании входа внешнего запуска и AAA, когда АК5706 ожидает присутствия человека (11 мкА) и только после этого начинает прослушивать определенные звуки (30 мкА).

### *Встроенный аудиобуфер для хранения аудио во время загрузки системы*

В 64-килобайтный буфер микросхемы АК5706 можно, в зависимости от качества и количества каналов, записать до двух секунд аудио, захватывая звук, который приходил во время загрузки СнК. Хранящиеся в буфере данные можно с высокой скоростью прочитать через интерфейс SPI, что позволяет использовать прибор в интеллектуальных

динамиках и других устройствах с голосовыми помощниками, требующих обработки в реальном времени.

### **Захват звука высокого разрешения с низким энергопотреблением**

AK5706 – это 24-битный стерео АЦП с высокими характеристиками, динамическим диапазоном 105 дБ, частотой дискретизации 192 кГц и потребляемым током 1.6 мА. Микросхема AK5706 уникальна своим интеллектуальным блоком AAA, но и одних лишь характеристик АЦП достаточно, чтобы сделать устройство идеальным для носимых устройств и других продуктов с постоянно включенными

микрофонами, а также для устройств безопасности, которым требуется высококачественная запись звуков дальней зоны.

### **Области применения**

- Умные колонки;
- Носимые устройства:
  - Умные часы,
  - Умные очки;
- Безопасность:
  - Беспроводные камеры,
  - Умные дверные звонки;
- Терминалы дополненной/виртуальной реальности.

## **Новая микросхема моста 1-Wire – I<sup>2</sup>C/SPI компании Maxim Integrated упрощает построение сетей с удаленными датчиками**

*DS28E18 удлиняет шину до 100 м и минимизирует количество проводов, необходимых для подключения периферийных устройств к главному микроконтроллеру*

Разработчики расширений сетей удаленных датчиков теперь могут снизить сложность и стоимость своих конструкций до самых низких в отрасли уровней с помощью микросхемы DS28E18 моста 1-Wire – I<sup>2</sup>C/SPI, выпущенной компанией Maxim Integrated Products. Благодаря использованию протокола 1-Wire компании Maxim Integrated для взаимодействия с датчиками, совместимыми с I<sup>2</sup>C и SPI, DS28E18 за счет сокращения количества проводов до двух упрощает подключение устройств по сравнению с конкурирующими решениями, которым требуются четыре провода для интерфейса I<sup>2</sup>C или шесть проводов для SPI.

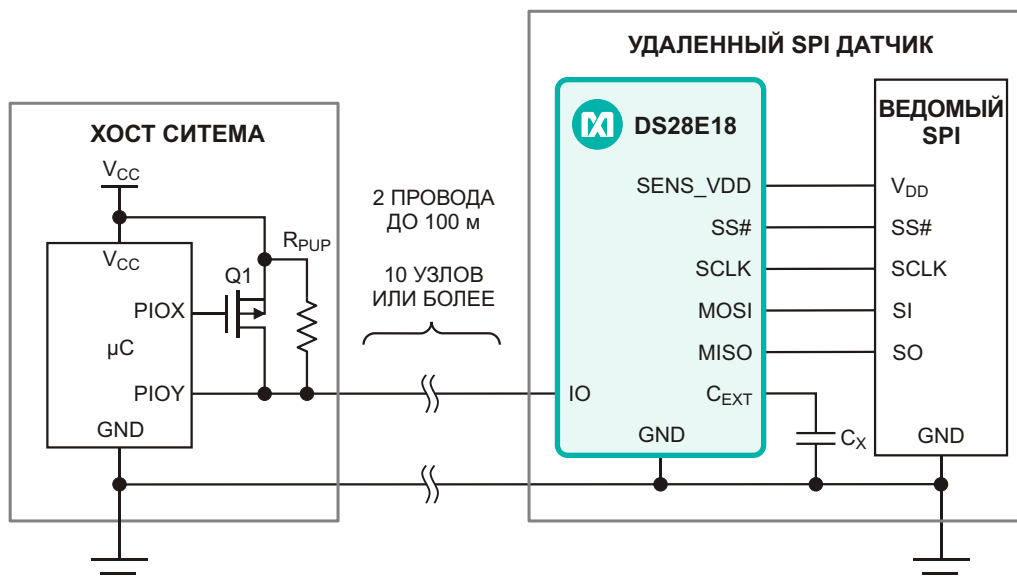
В настоящее время для подключения удаленных датчиков в промышленных приложениях и приложениях удаленного мониторинга большинство разработчиков используют последовательные интерфейсы. Однако наиболее популярные протоколы дороги и сложны, поскольку для связи с устройствами на расстоянии до 100 метров они требуют до пяти внешних коммутаторов-удлинителей. Кроме того, для некоторых широко используе-



мых сегодня интерфейсов требуется шесть кабелей при подключении расширенного набора датчиков к главному микроконтроллеру.

DS28E18 позволяет осуществлять питание и обмен данными по одной линии, используя протокол 1-Wire для связи с периферийными устройствами I<sup>2</sup>C или SPI на расстоянии более 100 метров с помощью всего двух проводов. Решение исключает до пяти микросхем расширителей и коммутаторов, значительно снижая стоимость подключения и сложность программного обеспечения. Кроме того, для работы сети с 10-20 узлами необходим только один программируемый порт ввода-вывода хост микроконтроллера.





Упрощенная схема включения моста.

## Ключевые преимущества

- **Высокий уровень интеграции:**

Увеличивает длину соединения до 100 м и позволяет исключить до пяти микросхем расширителей и коммутаторов, не требуя внешнего источника питания.

- **Низкая цена:**

Обеспечивает автономную работу всего с двумя соединительными проводами, исключая до четырех проводов, требуемых для автономной работы при использовании других решений.

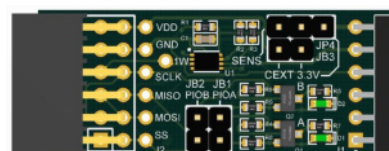
- **Упрощенная реализация:**

Преобразует протокол 1-Wire в интерфейсы ведущих шин I<sup>2</sup>C и SPI, уменьшая физические размеры конструкции и сложность программного обеспечения главного мик-

роконтроллера по сравнению с сопоставимыми конфигурациями.

## Доступность и цены

DS28E18 можно заказать на веб-сайте Maxim Integrated по цене \$0.64 за штуку (в партиях из 1000 микросхем). Приборы имеются также у официальных дистрибьюторов компании. За \$89.25 предлагается отладочный набор DS28E18EVKIT#.



Оценочная система для DS28E18.

# Texas Instruments выпускает первые в отрасли токовые датчики Холла с нулевым дрейфом

Инженеры получают возможность выполнения точных и воспроизводимых измерений в высоковольтных системах, не подверженных влиянию старения и температуры

Texas Instruments (TI) представила первые в отрасли датчики тока с нулевым дрейфом, основанные на эффекте Холла. TMCS1100 и TMCS1101 обеспечивают высочайшую точ-

ность с наименьшим временным и температурным дрейфом и надежной изоляцией 3 кВ с.к.з., что особенно важно для высоковольтных систем переменного или постоян-





ного тока, таких как промышленные приводы двигателей, солнечные инверторы, накопители энергии и источники питания.

При создании устройств TMCS1100 и TMCS1101 TI использовала свой опыт в области изоляции и высокоточных аналоговых схем, предоставив инженерам возможность проектировать системы, которые будут обеспечивать стабильные параметры и возможность диагностики в течение более длительного срока службы устройства при компактности решения и без увеличения времени проектирования.

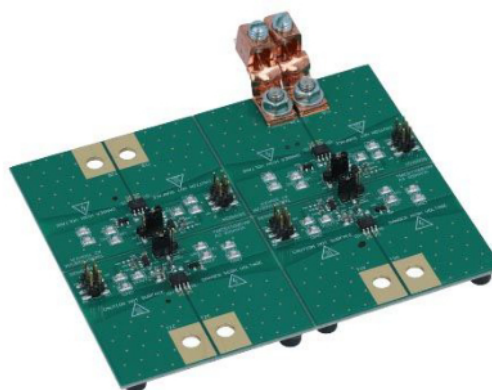
Реализованная в TMCS1100 и TMCS1101 архитектура с нулевым дрейфом и компенсация чувствительности в реальном времени обеспечивают исключительно высокий уровень характеристик, на которые не влияют даже такие факторы, как изменения температуры и старение оборудования. Благодаря лучшему в отрасли общему температурному дрейфу чувствительности, не превышающему 0.45%, что, по крайней мере, на 200% ниже, чем у других магнитных датчиков тока, и дрейфу смещения менее 0.1% от полной шкалы, устройства обеспечивают высочайшую точность и надежность измерений в широком диапазоне токов. Кроме того, уход чувствительности всего на 0.5% в течение всего срока службы, что, как минимум, на 100% меньше, чем у других магнитных датчиков тока, значительно снижает деградацию характеристик системы во времени.

Кроме того, сверхвысокая точность TMCS1100 (максимум 1%) и TMCS1101 (максимум 1.5%) исключает необходимость калибровки устройства, позволяя увеличить периодичность технического обслуживания оборудования. Устройства также обеспечивают типовую ошибку линейности 0.05%, что минимизирует искажения сигнала и помогает

поддерживать точность в расширенном промышленном диапазоне температур (от  $-40^{\circ}\text{C}$  до  $125^{\circ}\text{C}$ ).

Высокое качество конструкции датчиков TMCS1100 и TMCS1101 обеспечивает внутреннюю гальваническую развязку, позволяющую устройствам в течение 60 секунд выдерживать напряжение изоляции 3 кВ с.к.з. в соответствии со стандартом Underwriters Laboratories (UL) 1577 для сложных условий эксплуатации в сетях, подключенных к линиям энергосистем или в системах электропитания. Оба устройства в течение всего срока службы могут работать при напряжении  $\pm 600\text{ В}$  – на 40% более высоком, чем у конкурирующих устройств в таком же 8-выводном корпусе SOIC. Для увеличения запаса надежности и увеличения срока службы устройства датчики прошли испытания на воздействие режимов, более строгих, чем обычные требования отраслевых стандартов UL и VDE.

Для дифференциальных измерений с помощью TMCS1100 нужен внешний источник опорного напряжения, что позволяет инженерам оптимизировать характеристики их конструкций в соответствии с самыми строгими требованиями конкретного приложения. Напротив, TMCS1101 имеет встроенный источник опорного напряжения и стандартное для отрасли расположение выводов, благодаря чему он может использоваться для прямой замены аналогичных датчиков, чтобы повысить уровень характеристик системы при одновременном снижении общих затрат.



*Оценочная плата изолированного датчика тока на основе TMCS1100.*

## Корпус, цены и доступность

TMCS1100 и TMCS1101 в 8-выводных корпусах SOIC уже можно приобрести непосредственно у TI и у официальных дистрибьюто-

ров компании. В партиях из 1000 микросхем цена обоих приборов начинается от \$1.50. На веб-сайте TI можно также купить оценочные модули TMCS1100EVM и TMCS1101EVM, каждый из которых стоит \$59.00.

# Renesas представляет самый точный в отрасли оптически изолированный дельта-сигма модулятор для приложений промышленной автоматизации

*Высокоточный модуль RV1S9353A обеспечивает измерение тока и напряжения и напрямую подключается к микропроцессорам, микроконтроллерам, СнК и ПЛИС, используемым совместно с цифровыми фильтрами*

Renesas Electronics анонсировала выпуск оптически изолированного дельта-сигма ( $\Delta\Sigma$ ) модулятора RV1S9353A. Прибор обеспечивает самую высокую в отрасли точность среди всех оптически изолированных устройств с частотой выходных импульсов 10 МГц. Модулятор содержит точный аналого-цифровой преобразователь с типовой эффективной разрядностью 13.8 бит, преобразующий аналоговое входное напряжение в одноканальный выходной поток цифровых данных, передаваемых через изолирующий барьер. RV1S9353A подключается непосредственно к микропроцессорам семейства RZ/T и микроконтроллерам RX72M, или к любым микропроцессорам, микроконтроллерам, СнК и ПЛИС, используемым совместно с цифровыми фильтрами. RV1S9353A предназначен для контроллеров роботов-манипуляторов, а также для сервоприводов переменного тока и контроллеров ЧПУ, используемых в различном интеллектуальном заводском оборудовании.

Тенденция к повышению точности управления промышленными приборами стимулирует спрос на высокоточную оптическую изоляцию. RV1S9353A удовлетворяет этот спрос за счет лучшей в своем классе точности измерений, в том числе, самого низкого дрейфа напряжения смещения, высокого отношения сигнал/шум, низкого температурного дрейфа опорного напряжения и высокого входного сопротивления. Низкий дрейф напряжения смещения модулятора упрощает коррекцию смещения, а напряжение изоляции 5 кВ с.к.з.



в сочетании с длиной пути утечки по корпусу 8 мм идеально подходит для создания компактного оборудования управления 200- и 400-вольтовыми двигателями.

Для упрощения разработки и сертификации OEM-производители стремятся стандартизировать свои проекты. RV1S9353A отвечает этому стремлению благодаря типовому входному сопротивлению 500 кОм, что облегчает проектирование, делая возможным измерение как тока, так и напряжения. Более того, цифровой выход  $\Delta\Sigma$  модулятора и подключенный цифровой фильтр устраняют необходимость в сложных многокомпонентных конструкциях, основанных на традиционных аналоговых изолирующих усилителях с аналоговыми фильтрами и другими компонентами.

## Основные характеристики $\Delta\Sigma$ модулятора RV1S9353A

- Максимальный температурный дрейф входного напряжения смещения 2.5 мкВ/°C;
- Типовое отношение сигнал/шум 85 дБ;

- Максимальная погрешность усиления напряжения опорного источника  $\pm 0.5\%$ ;
- Типовой температурный дрейф напряжения опорного источника 30 ppm/°C;
- Высокое входное сопротивление: 500 кОм;
- Устойчивость к синфазным помехам со скоростью нарастания до 25 кВ/мкс (тип.);
- Рабочий диапазон температур окружающей среды от  $-40^\circ\text{C}$  до  $110^\circ\text{C}$ ;

- 8-выводной корпус SDIP с шагом выводов 1.27 мм.

## Цена и доступность

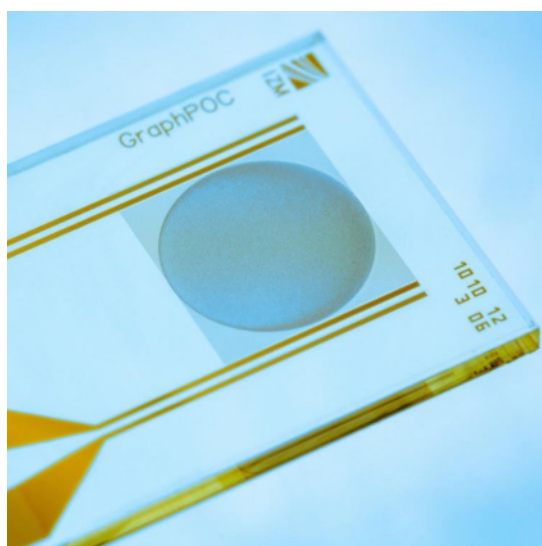
$\Delta\Sigma$  модулятор RV1S9353A доступен для приобретения через всемирную сеть дистрибьюторов Renesas. Цена одного модулятора в партии из 1000 приборов составляет \$2.41.

# Графеновый датчик за минуты обнаруживает антитела к Covid-19

Nick Flaherty

eeNews Europe

Немецкие ученые разрабатывают электронный датчик на основе оксида графена, способный обнаруживать бактериальные и вирусные инфекции, такие как антитела к Covid-19, всего за 15 минут.



Группа исследователей из Института надежности и микроинтеграции Фраунгофера (Fraunhofer Institute for Reliability and Microintegration, IZM) в Берлине с апреля 2018 года работает над проектом Graph-POC, целью которого является создание сенсорной платформы на основе оксида графена.

Для 15-минутного анализа с использованием трехмерной структуры графеновых чешуек, а не двумерных монослоев, приме-

няемых в других датчиках, требуется одна капля крови или слюны. Трехмерная структура увеличивает мерительную поверхность и точность измерений.

«Мы можем отклоняться от текущих исследований в области медицины, чтобы также развиваться и в других актуальных направлениях, таких как экологические технологии и обнаружение воздействий на окружающую среду. Но, конечно же, наш главный приоритет – приложения, связанные с Covid-19», – сказал Мануэль Бойшер (Manuel Bäuscher), научный сотрудник Fraunhofer IZM и менеджер подпроекта в Graph-POC.

Тест может быть настроен на обнаружение антител, присутствующих после того, как пациент перенес инфекционное заболевание. В настоящее время исследователи из Fraunhofer IZM сосредотачиваются на использовании этого приложения для более раннего выявления случаев заражения вирусом Covid-19, что может помочь в отслеживании распространения инфекции.

Улавливающие молекулы, помещенные на поверхность графенового датчика, могут обнаруживать специфические биомаркеры антител Covid-19, а дифференциальные измерения концентрации биомаркеров определяют наличие инфекции.

Датчики на основе оксида графена должны быть интегрированы в пластиковый носитель, а до того, как можно будет проводить



экспресс-тесты, должна быть проверена надежность системы. Хотя первоначально намечалось завершить проект по обнаружению инфекций до весны 2021 года, исследователи не рассчитывают, что смогут проверить датчик на Covid-19 в течение следующего года.

Высокая чувствительность трехмерного массива оксида графена может открыть и другие сферы применения, например, для обнаружения окиси углерода или ацетона при комнатной температуре, без нагревания, необходимого для существующих датчиков. Сенсор из оксида графена реагирует при более низких температурах, когда оксиды

металлов связываются с его чувствительной поверхностью.

Команда из Fraunhofer IZM также рассматривает возможность доработки технологии для массового производства. Исследователи хотят научиться наносить покрытие из оксида графена на кремниевые пластины, чтобы иметь возможность обрабатывать сотни чипов одновременно.

Партнерами в этом проекте выступили Charité, Aptarion Biotech AG, Технический университет Берлина, MicroDiscovery GmbH и alpha-board GmbH. Проект финансируется Федеральным министерством образования и научных исследований Германии (BMBF).

## SiTime представила миниатюрный дифференциальный МЭМС генератор с самым низким в отрасли джиттером

*МЭМС генератор с революционным джиттером 70 фс в корпусе вдвое меньшего размера*

SiTime представила дифференциальный МЭМС генератор SiT9501. Новое устройство, основанное на новейшей МЭМС технологии третьего поколения компании SiTime, обеспечивает бескомпромиссные характеристики оптических модулей 100G - 800G. Благодаря меньшему размеру устройства, потребители получают возможность сэкономить до 50% площади печатной платы для интеграции большего количества функций и сокращения времени разработки. Генератор SiT9501 идеально подходит и для других высокоуровневых приложений, включая коммутаторы дата-центров, телекоммуникационные роутеры, пограничные серверы, графические карты и контроллеры запоминающих устройств.

### Отвечает жестким требованиям, предъявляемым к коммуникационному оборудованию и оптическим модулям

В ожидании резкого роста интернет-трафика, обусловленного внедрением технологий 5G, искусственного интеллекта и облачных вычислений, дата-центры увеличивают свою пропускную способность. Сов-



ременные оптические модули и коммуникационное оборудование должны поддерживать более высокие скорости обмена данными. Наружная инфраструктура сетей 5G подвержена воздействию стрессовых факторов окружающей среды, таких как высокая температура, вибрация и воздушные потоки, которые могут негативно влиять на характеристики оборудования. Увеличение скорости передачи данных и потенциальные воздействия факторов окружающей среды ужесточают временные допуски сигналов синхронизации, что требует использования генераторов с меньшим джиттером для обеспечения того же качества предоставляемых услуг.

В оптических модулях треть площади печатной платы занимает оптический узел,



оставляющий мало места для электроники обработки данных, что при выборе генератора делает критическим фактором его малые размеры.

Новый дифференциальный генератор SiTime SiT9501 решает обе ключевые проблемы, обеспечивая самый низкий джиттер при воздействии факторов окружающей среды и наименьшие размеры.

## **Особенности и характеристики МЭМС генератора SiT9501**

SiT9501 – это программируемый генератор с самым низким джиттером в отрасли, основные функциональные характеристики которого включают следующее:

- Популярные частоты сетевого оборудования от 25 МГц до 644.53125 МГц;
- Среднеквадратичный фазовый джиттер 70 фс;

- Самый миниатюрный в отрасли корпус размером 2.0 × 1.6 мм, наряду с доступными стандартными корпусами;
- Широкий диапазон рабочих температур от –40 °С до +105 °С;
- Внутренний регулятор напряжения для фильтрации помех источника питания, повышающий целостность питания конструкций модулей;
- Инновационный драйвер FlexSwing, на 30% снижающий потребление мощности, и интегрированные резисторы смещения LVPECL.

## **Доступность**

В настоящее время поставляются опытные образцы генераторов SiT9501. Начало массового производства запланировано на первый квартал 2021 года. Информация о ценах предоставляется по запросу.

# Как управлять импульсными преобразователями с постоянной частотой переключения



## Часть 1

---

*Александр Русу, Одесса, Украина*

**В**ыбор метода управления импульсным преобразователем электрической энергии так же важен, как и тщательный расчет его силовой части. Результаты анализа переходных процессов, выполненные в [1, 2], показывают, что неправильное управление может привести, в лучшем случае, к нестабильной работе, а в худшем – к выходу из строя питаемого оборудования. Поэтому универсальных преобразователей не существует – для любого источника питания всегда найдется нагрузка, которая не сможет с ним работать.

В предыдущей статье, посвященной вопросам управления импульсными преобразователями электрической энергии [3], были рассмотрены гистерезисные методы, обладающие высокой скоростью реакции на процессы, происходящие в системе, особенно – на резкие колебания тока нагрузки. Благодаря этой особенности, такой тип контроллеров получил широкое распространение в узлах питания устройств с быстроизменяющимся потреблением энергии, например, радиомодулей или лазеров.

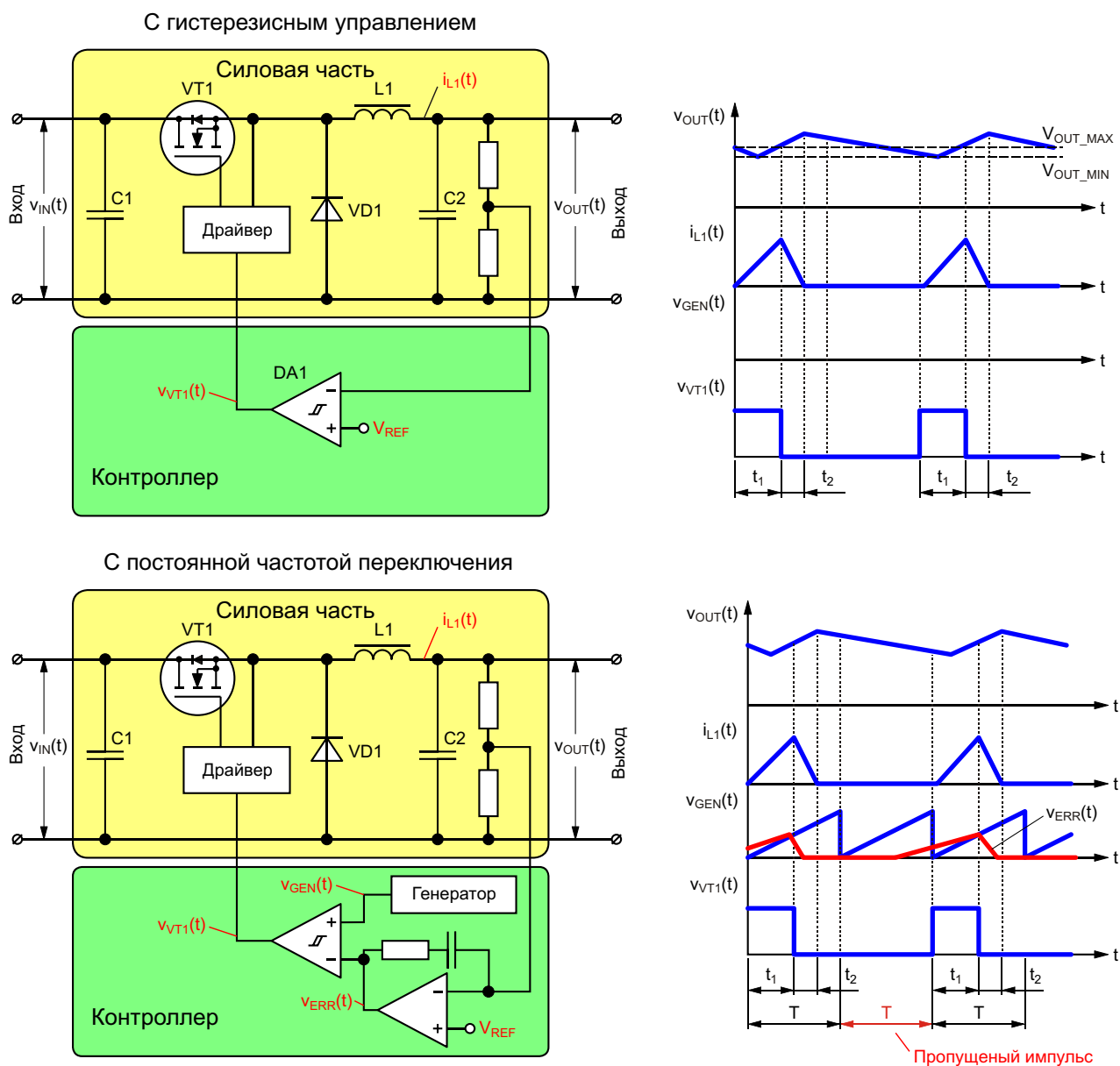
Однако у гистерезисных методов управления есть и ряд недостатков, в числе которых наличие обязательных пульсаций выходного напряжения и постоянно меняющаяся частота переключения. К тому же далеко не все оборудование имеет столь жесткие требования к качеству питающего напряжения, чтобы подобные методы не имели альтернативы. Поэтому реальная область применения гистерезисных контроллеров остается относительно небольшой, а большинство преобразователей функционируют на основе более простых и понятных методов управления с постоянной частотой переключения, о которых и пойдет речь в этой статье.

### Особенности управления с постоянной частотой переключения

На самом деле, во многих из рассмотренных далее методов частота переключения не является строго постоянной, а может зависеть от текущего состояния системы, например, от величины тока нагрузки. Кроме того,

частота переключения может вообще определяться не контроллером источника питания, а задаваться извне, например, как в некоторых старых компьютерных мониторах или телевизорах, в которых блок питания принудительно синхронизировался с узлом строчной развертки. Поэтому использовать для описания этих методов словосочетания «постоянная частота» (Constant Frequency) или «фиксированная частота» (Fixed Frequency) является не совсем технически корректным. Более точным было бы словосочетание «квазипостоянная частота» (постоянная частота в определенном режиме), но такая терминология сложилась исторически, и изменить ее достаточно сложно.

В контроллерах с постоянной частотой переключения момент начала следующего цикла преобразования известен заранее, в то время как в гистерезисных системах обусловленный шумами джиттер является нормальным явлением даже при отсутствии каких-либо изменений во входном напряжении или токе нагрузки. Все контроллеры с постоянной частотой содержат один ключевой узел, отсутствующий в гистерезисных системах – генератор. Генератор может быть внутренним или внешним, с фиксированной или перестраиваемой частотой, полностью автономный или с возможностью внешней синхронизации, с импульсной, прямоугольной, треугольной или пилообразной формой



**Рисунок 1.** Одинаковые электрические процессы в преобразователях с разными методами управления.

выходного сигнала – это не имеет принципиального значения, главное – он есть.

При фиксированной частоте переключения  $F$  суммарная длительность цикла преобразования не может превышать длительности периода колебаний генератора  $T = 1/F$ . Поскольку в самом простейшем случае цикл преобразования состоит из двух этапов, продолжительностью, соответственно,  $t_1$  и  $t_2$  [1, 2], то для всех разновидностей методов управления с фиксированной частотой должно выполняться условие:

$$t_1 + t_2 \leq T. \quad (1)$$

Для гистерезисных методов управления формула (1) не имеет смысла, поскольку для них величины  $F$  и, соответственно,  $T$  не определены, поэтому сумма  $t_1 + t_2$  ничем не ограничена и теоретически может быть любой, в том числе и равной бесконечности.

Появление фиксированной частоты  $F$  приводит и к ограничению количества циклов преобразования  $N_{\text{пр}}$ , от которых зависит выходная мощность преобразователя в данный момент времени [1, 2]:

$$N_{\text{пр}} \leq F. \quad (2)$$

Преобразователи стараются проектировать так, чтобы в формуле (2) обеспечивался знак равенства, но в общем случае количество циклов преобразования  $N_{\text{пр}}$  может быть меньше количества импульсов генератора за тот же период времени. Этот режим называется «режим пропуска импульсов» (Pulse-Skipping Mode) и часто используется в контроллерах с фиксированной частотой в режиме легких нагрузок. Обратите внимание, что в

гистерезисных системах режим пропуска импульсов физически невозможен: там нет генератора импульсов, поэтому и пропускать нечего. При этом процессы, происходящие в силовой части преобразователей с различными методами управления, могут быть абсолютно одинаковы (Рисунок 1). Все это лишь раз доказывает, что силовая часть функционирует на основе физических законов, не зависящих от метода управления, и абсолютно одинаковый результат может достигаться совершенно разными способами.

Таким образом, переход на работу с фиксированной частотой приводит к частичному ограничению двух ключевых параметров процесса преобразования:  $N_{\text{пр}}$  и  $t_1 + t_2$ , а в широких пределах может изменяться только соотношение  $t_1/t_2$  (Таблица 1). Это не может не сказаться на качестве динамических характеристик, поэтому все контроллеры с фиксированной частотой уступают в быстродействии гистерезисным преобразователям. При этом, как и в гистерезисных системах, чаще всего полностью контролируется только длительность первого этапа преобразования  $t_1$ , ведь при использовании в качестве второго силового ключа неуправляемого диода длительность второго этапа преобразования  $t_2$  может оказаться неконтролируемой.

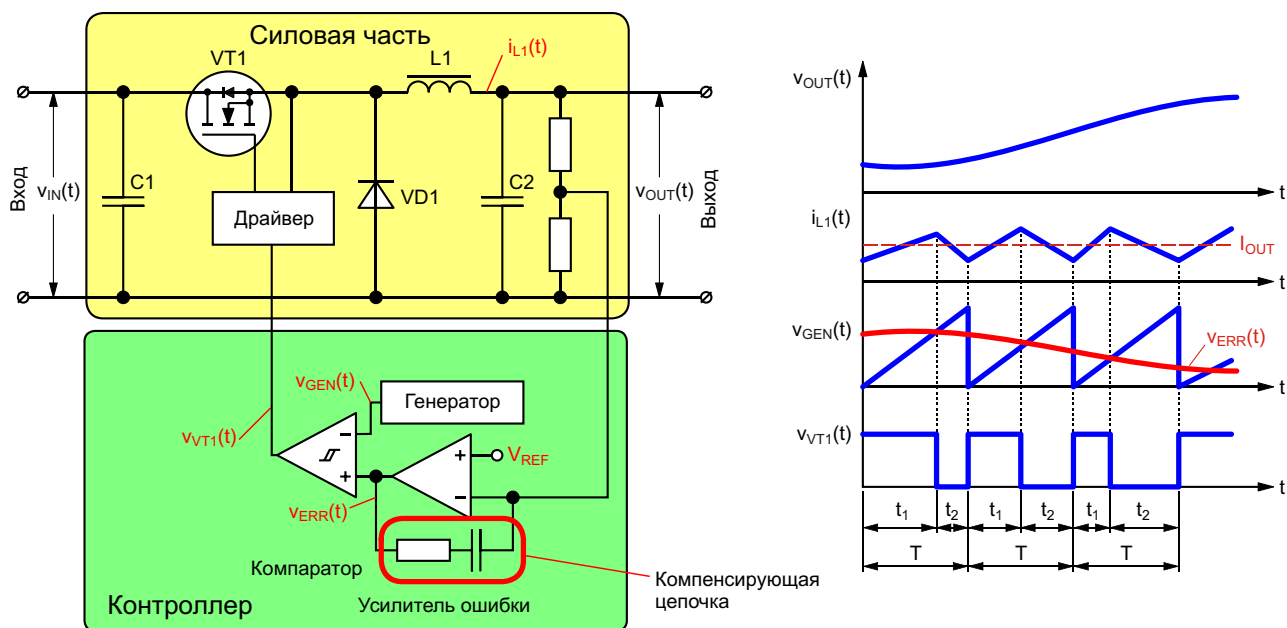
## Контроллеры с управлением по напряжению

Метод управления по напряжению (Voltage Mode Regulation) уже давно стал «классическим». Его описание присутствует, наверное, во всех учебниках, посвященных импульсному процессу преобразования, поэтому нет смысла слишком подробно остано-

**Таблица 1.** Сравнение ключевых параметров процесса преобразования при разных методах управления

| Параметр   | Влияние на процесс преобразования  | Методы с фиксированной частотой $F$                 | Гистерезисные методы                                |
|--|--|---|---|
| Количество циклов преобразования $N_{\text{пр}}$             | От этой величины напрямую зависит выходная мощность преобразователя $P_{\text{OUT}} = N_{\text{пр}} W_{\text{пр}}$ , | $N_{\text{пр}} \leq F$                              | Ограничено лишь физическими параметрами компонентов |
| Длительность первого этапа преобразования $t_1$              | От этой величины напрямую зависит количество преобразуемой энергии $W_{\text{пр}}$                                   | $t_1 < 1/F$   | Ограничено лишь физическими параметрами компонентов |
| Соотношение длительностей первого и второго этапов $t_1/t_2$ | От этой величины напрямую зависит соотношение входного $V_{\text{IN}}$ и выходного $V_{\text{OUT}}$                  | Ограничено лишь физическими параметрами компонентов | Ограничено лишь физическими параметрами компонентов |
| Длительность цикла преобразования $t_1 + t_2$                | От этой величины косвенно зависит количество преобразуемой энергии $W_{\text{пр}}$                                   | $t_1 + t_2 \leq 1/F$                                | Ограничено лишь физическими параметрами компонентов |

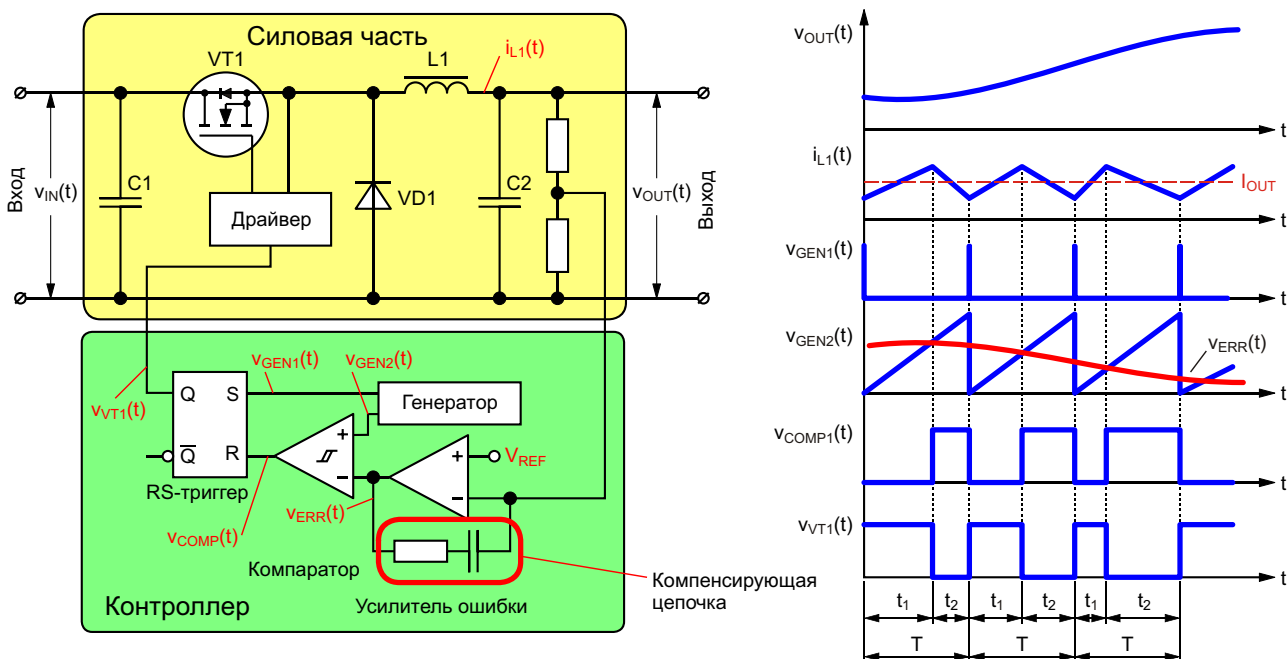




**Рисунок 2.** Принцип работы контроллера с методом управления по напряжению.

ливаться на его реализации. Контроллер, построенный по этому методу, имеет два ключевых элемента (Рисунок 2): генератор и компаратор, на один вход которого подается линейно изменяющееся напряжение (пилообразное или треугольное), а на второй – сигнал отрицательной обратной связи, пропорциональный выходному напряжению. Этот сигнал обычно подается на вход компаратора с выхода специализированного операционного усилителя, называемого усилителем ошибки (ошибкой между реальным выходным напряжением и тем напряжением, которое должно быть). Эталонное напряжение  $V_{REF}$  обычно также формируется внутренним стабилизированным источником, входящим в состав практически всех современных микросхем контроллеров.

ратора с выхода специализированного операционного усилителя, называемого усилителем ошибки (ошибкой между реальным выходным напряжением и тем напряжением, которое должно быть). Эталонное напряжение  $V_{REF}$  обычно также формируется внутренним стабилизированным источником, входящим в состав практически всех современных микросхем контроллеров.



**Рисунок 3.** Принцип работы контроллера с RS-триггером.

На выходе компаратора присутствует ШИМ-сигнал, который в принципе уже можно использовать в качестве сигнала управления силовым транзистором VT1. Однако, как правило, между компаратором и драйвером силового ключа устанавливают дополнительные логические схемы, чаще всего – на основе RS-триггера (Рисунок 3). Это позволяет, во-первых, улучшить помехоустойчивость системы и исключить ложные переключения в силовой части преобразователя (Рисунок 4), а, во-вторых, объединить систему управления процессом импульсного преобразования с другими системами контроллера, например, со схемой защиты от пониженного или повышенного напряжения.

Параметры сигналов внутри контроллера (амплитуда, полярность и т.п.) зависят от особенностей его реализации и могут колебаться в широких пределах, но неизменным остается главный принцип управления: длительность первого этапа преобразования  $t_1$  должна быть обратно пропорциональна выходному напряжению  $V_{OUT}$ . То есть, чем больше выходное напряжение, тем на меньшее время открывается транзистор VT1 и наоборот.

При очень большом выходном напряжении (при перенапряжении на выходе) транзистор VT1 может вообще не открываться ( $t_1 = 0$ ) и преобразователь перейдет в режим пропуска импульсов. При малом выходном напряжении транзистор может оказаться открытым на протяжении всего периода ( $t_1 = T$ ). Однако для многих типов преобразователей, например, для повышающей или обратноходовой схемы, такой режим приведет к выходу из строя силовой части, поэтому максимальная длительность  $t_1$  обычно аппаратно ограничивается некоторым значением  $t_{1\_MAX}$  (именно для этого и используют RS-триггеры).

Выходной сигнал компаратора имеет постоянную частоту и переменную длительностью импульса, пропорциональную  $V_{OUT}$ . В свое время в технике связи подобный метод передачи информации получил название «широтно-импульсная модуляция» (Pulse-Width Modulation PWM или Pulse-Duration Modulation PDM). С чьей-то «легкой» руки этот термин когда-то «перекочевал» в силовую электронику и настолько прочно в ней «укоренился», что теперь само понятие «ШИМ» («PWM») часто связывают исключи-

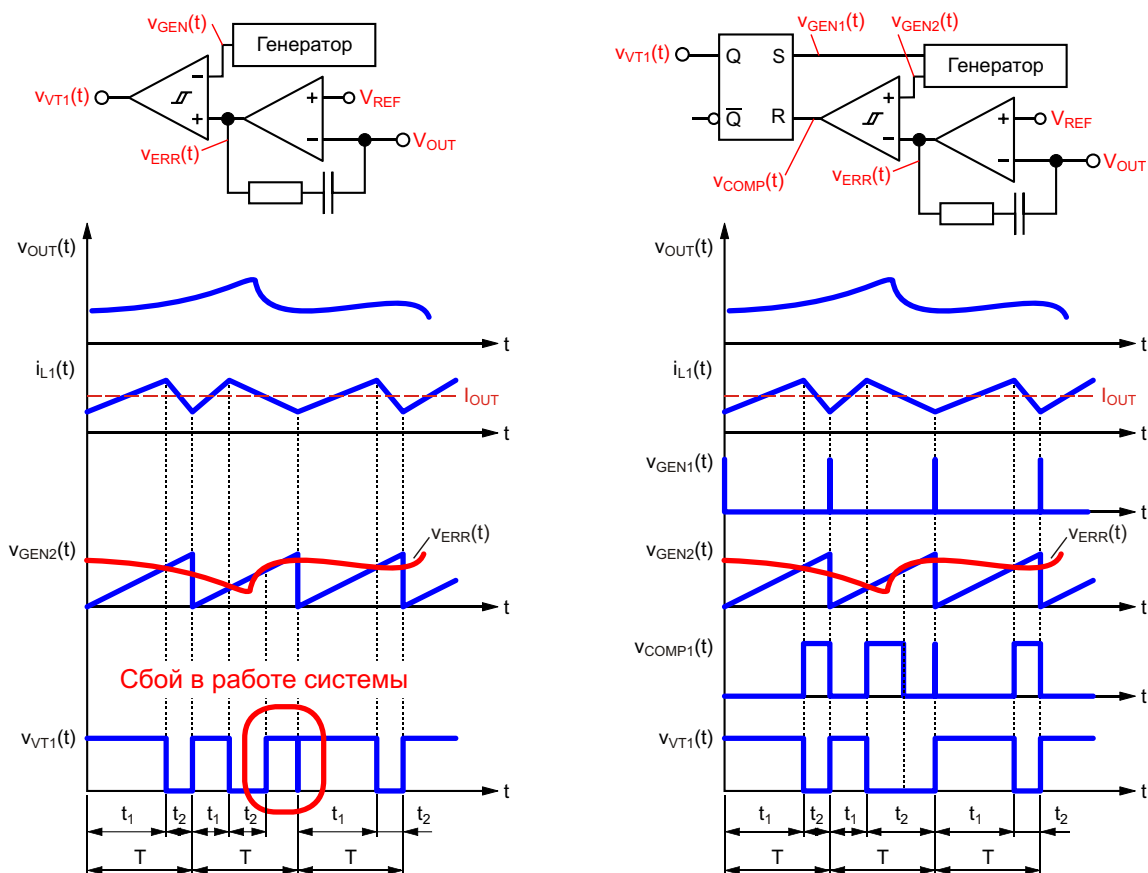
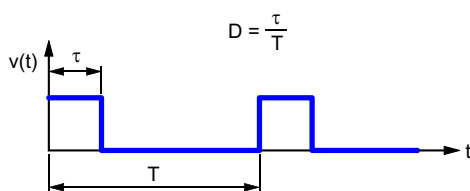


Рисунок 4. Пояснение роли RS-триггера в работе системы.



**Рисунок 5.** Ключевые параметры ШИМ-сигнала.

тельно с импульсными преобразователями напряжения, хотя сфера применения ШИМ-сигналов гораздо шире.

Кроме амплитуды, частоты и других, традиционных для большинства сигналов, характеристик, ШИМ-сигналы имеют еще два ключевых параметра: коэффициент заполнения  $D$  и скважность  $S$ . Эти параметры являются обратными и связаны с длительностью импульса  $\tau$  с периодом  $T$  (Рисунок 5) формулой:

$$D = \frac{1}{S} = \frac{\tau}{T}. \quad (3)$$

И скважность, и коэффициент заполнения с успехом используются в радиотехнике, однако, в силовой электронике использование коэффициента заполнения (Duty Cycle) оказалось более удобным и для понимания, и для использования в расчетах. Во многом это связано с тем, что значение коэффициента заполнения может находиться только в четко ограниченном диапазоне от 0 до 1, в то время как при отсутствии импульсов значение скважности стремится к бесконечности. Да и физический смысл коэффициента заполнения понятен интуитивно: чем он больше, тем

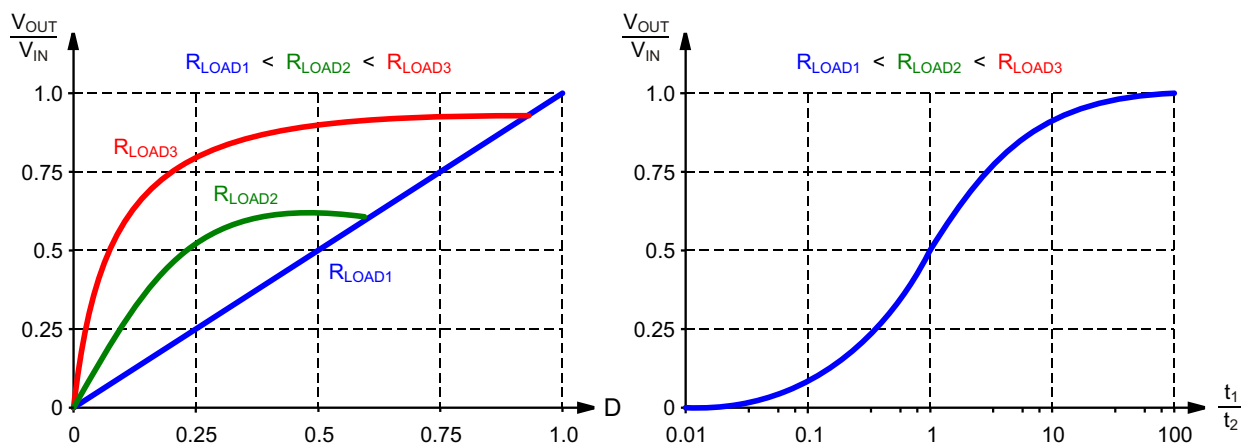
шире импульс, а, применительно к силовой технике, — тем больше выходное напряжение. Поэтому не зря коэффициент заполнения очень часто указывают в процентах.

В теории импульсного преобразования коэффициент заполнения импульсов управления определяется как отношение длительности первого этапа преобразования  $t_1$ , во время которого обычно происходит накопление энергии из первичного источника, к длительности всего цикла:

$$D = \frac{t_1}{T}. \quad (4)$$

Обозначение ( $D$ ,  $K_1$ ,  $K_H$ ,  $\xi$ ) и название (коэффициент заполнения, коэффициент накопления, относительная длительность открытого состояния ключа и т.п.) этого параметра у разных авторов может отличаться, однако в том или ином виде он всегда присутствует в моделях и расчетах. Популярность коэффициента заполнения настолько велика, что его пытаются использовать даже там, где это явно неудобно, а иногда не совсем технически корректно. Например, этот параметр с очень большой осторожностью нужно использовать в расчетах гистерезисных преобразователей, ведь там сигнал управления не имеет (по крайней мере, не должен иметь) какой-либо фиксированной частоты, поэтому ШИМ-сигналы в «классическом» понимании этого термина в этих преобразователях отсутствуют.

Еще одним примером явно неудачного использования коэффициента заполнения является попытка построения регулировочных характеристик преобразователя (зависи-



**Рисунок 6.** Регулировочные характеристики понижающего преобразователя в зависимости от  $D$  и соотношения  $t_1/t_2$ .

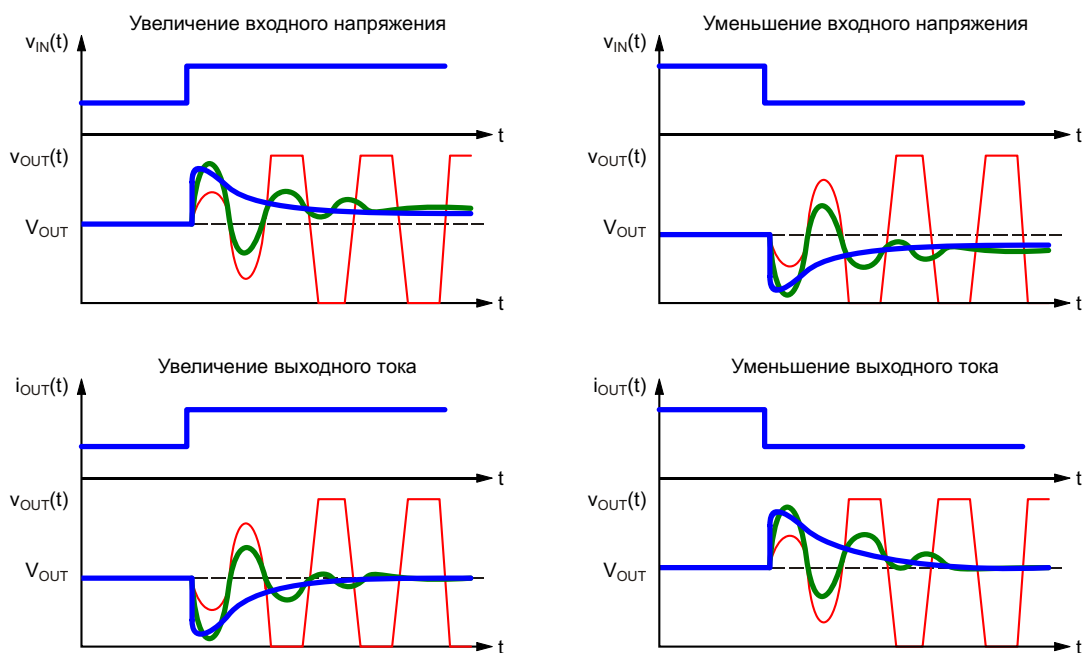
ностей выходного напряжения от коэффициента заполнения). В разрывном режиме (Discontinuous Conduction Mode), когда  $t_1 + t_2 < T$ , длительность второго этапа преобразования  $t_2$  зависит от тока нагрузки, поэтому контроллеру приходится постоянно подстраивать продолжительность первого этапа  $t_1$  таким образом, чтобы сохранить требуемое значение коэффициента передачи силовой части, зависящее от  $t_1/t_2$ . Поскольку  $D = t_1/T$ , то получается, что в разрывном режиме при одном и том же коэффициенте заполнения  $D$  выходное напряжение зависит от тока нагрузки. В результате, вместо одной зависимости получается целое семейство регулировочных характеристик при разных сопротивлениях нагрузки  $R_{LOAD}$ . А вот если вместо коэффициента заполнения  $D$  использовать соотношение  $t_1/t_2$ , то эта неопределенность пропадает (Рисунок 6).

При использовании метода управления по напряжению схема управления контролирует всего один параметр – выходное напряжение. Если оно мало, то коэффициент передачи силовой части увеличивается (благодаря увеличению соотношения  $t_1/t_2$ ), а если велико – то уменьшается. С одной стороны все просто и надежно. Но дело в том, что выходное напряжение может измениться по разным причинам: или из-за изменения входного напряжения, или из-за изменения тока нагрузки, а

может и из-за одновременного изменения и того, и другого. В любом случае реакция будет одинакова – сразу после начала возмущения начнется переходный процесс, который будет продолжаться некоторое время, после чего выходное напряжение стабилизируется на некотором уровне (Рисунок 7).

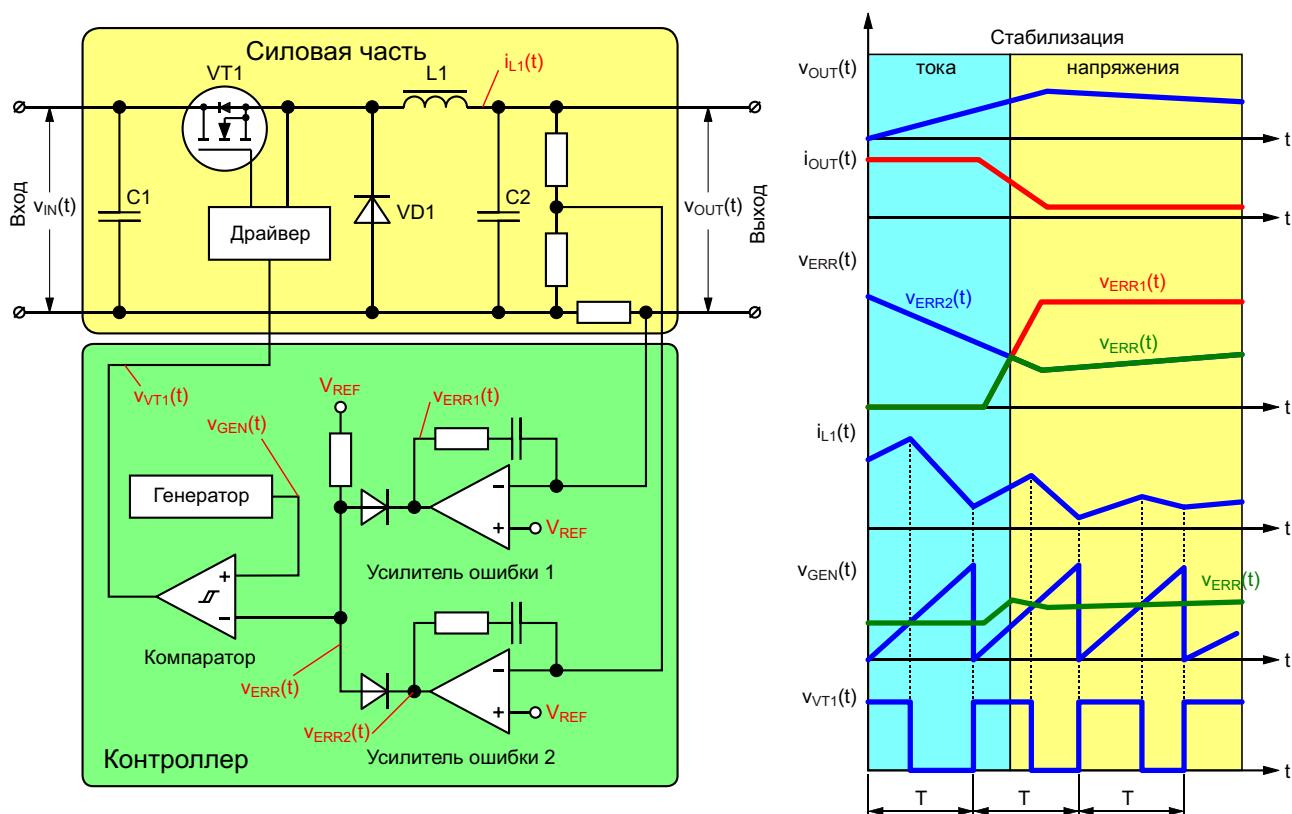
Обратите внимание, что при использовании метода управления по напряжению соотношение  $t_1/t_2$  является функцией от  $V_{OUT}$ . Это значит, что изменение входного напряжения  $V_{IN}$  всегда приведет к изменению выходного напряжения  $V_{OUT}$ , потому что для другого соотношения  $V_{OUT}/V_{IN}$  должно быть другое соотношение  $t_1/t_2$ , а его можно изменить, только изменив  $V_{OUT}$ . А вот изменение тока нагрузки, хоть и приводит к появлению переходных процессов, но выходное напряжение в конечном итоге, скорее всего, остается неизменным (Рисунок 7).

Очевидно, что при таком подходе к стабилизации выходного напряжения самое главное – «не перестараться». Ведь контроллер «не знает» причины отклонения выходного напряжения, поэтому при слишком быстрой реакции система может стать неустойчивой и из стабилизатора превратиться в генератор (Рисунок 7 – красные диаграммы). Именно поэтому во всех контроллерах с фиксированной частотой переключения присутствует компенсирующая цепочка, позволяющая кор-



**Рисунок 7.** Варианты реакции контроллера с методом управления по напряжению на переходные процессы в системе.





**Рисунок 8.** Понижающий преобразователь с двумя контурами отрицательной обратной связи по напряжению.

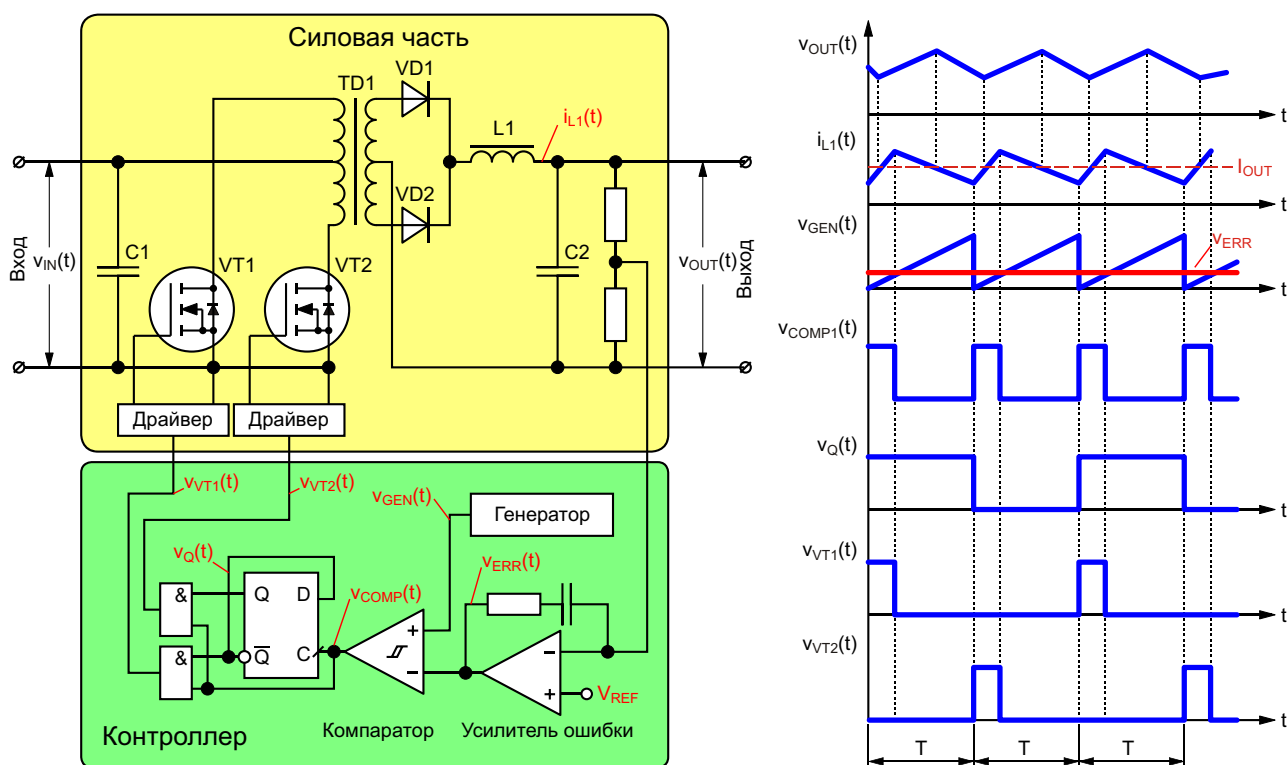
ректировать амплитудно-частотную характеристику контура отрицательной обратной связи, а расчет устойчивости схемы является обязательным этапом проектирования.

Из-за низкого быстродействия контроллеры с методом управления по напряжению «не любят» резких изменений режимов работы, поэтому емкости входных и выходных конденсаторов C1 и C2 стараются выбирать как можно больше. Например, параметры выходного конденсатора C2 рассчитывается не на основании допустимого уровня пульсаций (хотя это тоже проверяется), а на основании допустимого уровня отклонения выходного напряжения при переходных процессах, особенно при резком отключении нагрузки.

Очевидно, что необходимость использования конденсаторов повышенной емкости отрицательно сказывается на удельных характеристиках преобразователя. Кроме того, в контроллере с методом управления по напряжению отсутствуют какие-либо узлы, контролирующие режим работы силовой части. Это приводит к тому, что силовая часть

при максимальном токе нагрузки обычно работает в безразрывном режиме (Continuous Conduction Mode), переходя, по мере уменьшения выходного тока, в граничный и разрывный режим. В результате преобразователи с методом управления по напряжению принципиально не могут иметь высокую удельную мощность, поскольку их и индуктивные, и емкостные накопители должны иметь избыточную емкость.

Тем не менее, метод управления по напряжению имеет и ряд преимуществ, среди которых простота и надежность, поддержка нескольких контуров управления, поддержка сложных алгоритмов преобразования, в том числе и многофазных, и множество других. Например, если добавить в схему управления еще один усилитель ошибки, тогда одним контроллером можно регулировать не только выходное напряжение, но и выходной ток (Рисунок 8). Выбор контура управления осуществляется автоматически: активным является тот усилитель, у которого напряжение ошибки больше (или меньше – в зависимости



**Рисунок 9.** Схема управления преобразователем с трансформатором в силовой части.

от уровней сигналов). При такой организации контроллера при малых токах нагрузки преобразователь будет стабилизировать выходное напряжение, а при больших – выходной ток. Очевидно, что такой алгоритм работы не только может обеспечить защиту от перегрузки по току, но и идеален для создания зарядных устройств.

Силовая часть многих преобразователей может содержать трансформаторы, позволяющие значительно уменьшить размеры их силовой части [4]. Однако для работы этих индуктивных элементов необходимо двухполярное напряжение, поэтому количество управляемых ключей в силовой части преобразователя обычно больше. В ШИМ-контроллерах организовать работу трансформаторов можно с помощью несложных логических схем, предназначенных для распределения управляющих импульсов между выходными каналами (Рисунок 9). Самое интересное, что в этом случае низкое быстродействие контроллеров данного типа из недостатка сразу становится преимуществом, поскольку даже при самых быстрых переходных процессах длительности соседних

импульсов будут отличаться незначительно, а это значит, что при переходных процессах вероятность насыщения магнитопровода трансформатора из несимметричности положительных и отрицательных импульсов будет крайне мала.

Количество выходных каналов контроллера может быть и больше, причем из-за постоянной частоты переключения все выходные сигналы будут синхронны во времени и иметь одинаковую частоту и одинаковый фазовый сдвиг. А это позволяет без особых проблем создавать на основе этого метода многофазные преобразователи, используемые для питания оборудования с большими токами потребления. **РЛ**

## Список источников

1. Русу А.П. [Откуда появляются переходные процессы в импульсных преобразователях электрической энергии](#)
2. Русу А.П. [Как управлять импульсными преобразователями электрической энергии](#)
3. Русу А.П. [Как работают импульсные преобразователи с гистерезисным управлением](#)
4. Русу А.П. [Зачем нужен трансформатор в импульсном преобразователе электрической энергии?](#)

# Оптоэлектронные элементы «Исключающее ИЛИ (НЕ)»

Михаил Шустов, г. Томск

*Приведены варианты схем выполнения двухходовых оптоэлектронных логических элементов «Исключающее ИЛИ» и «Исключающее ИЛИ-НЕ»*

Оптоэлектронные логические элементы «Исключающее ИЛИ» и «Исключающее ИЛИ-НЕ» и их электрические схемы до последнего времени не были известны читателям технических изданий, посвященных вопросам радиоэлектроники, хотя необходимость в практическом применении подобных элементов достаточно очевидна. Напомним формулировки, характеризующие принцип работы классических логических элементов «Исключающее ИЛИ» и «Исключающее ИЛИ-НЕ» [1, 2].

ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ (EXCLUDING OR, XOR) – логический элемент, для двухходового варианта которого выходной сигнал принимает значение логического нуля, если уровни входных сигналов совпадают (оба логических нуля или обе логические единицы). Стоит нарушить это условие, сигнал на выходе элемента примет значение логической единицы.

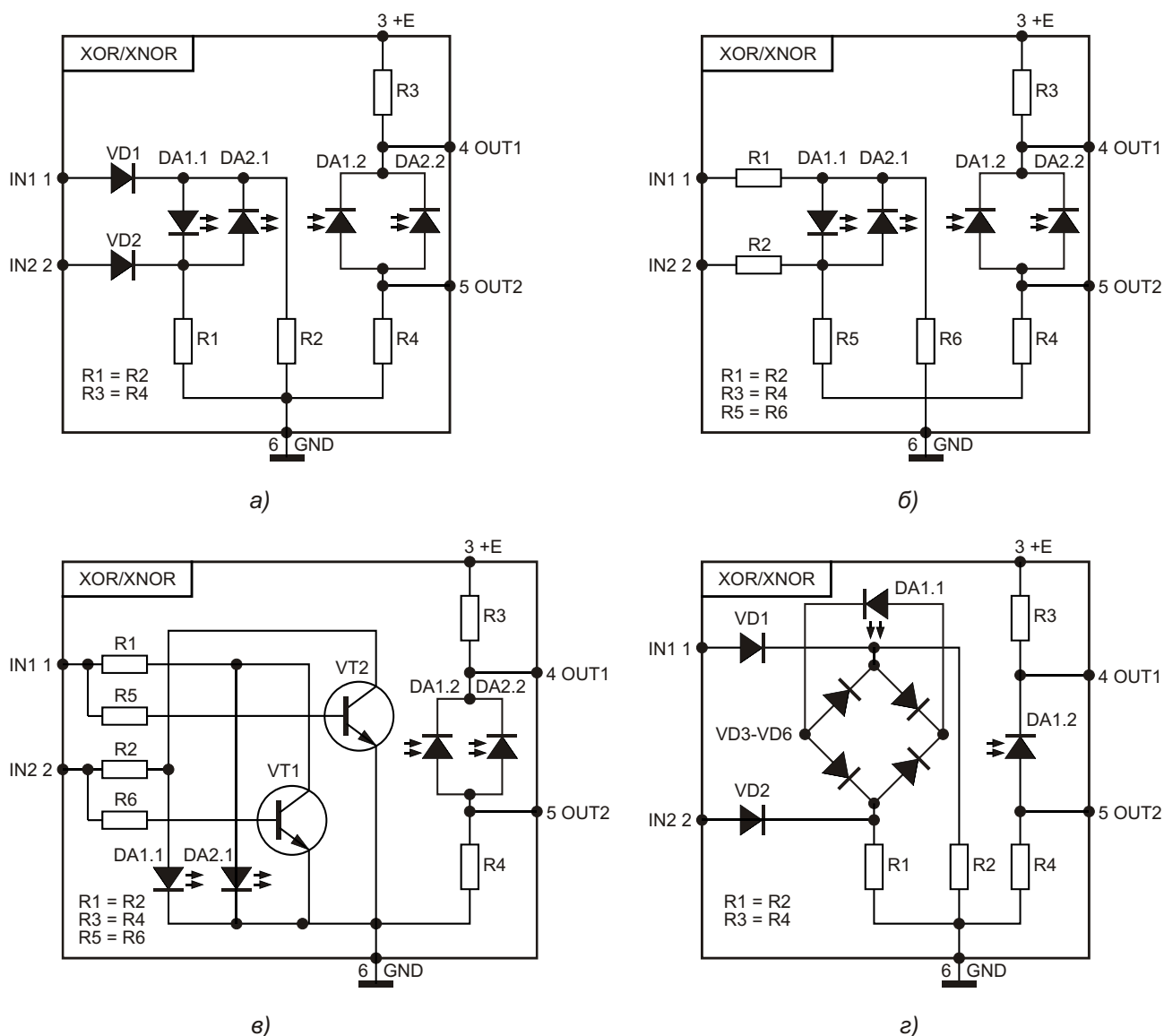
ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ-НЕ (EXCLUDING NOR, XNOR) – логический элемент, для двухходового варианта которого выходной сигнал принимает значение логической единицы, если уровни входных сигналов совпада-

ют (оба логических нуля или обе логические единицы). Стоит нарушить это условие, сигнал на выходе элемента примет значение логического нуля.

На Рисунке 1 представлены возможные варианты построения оптоэлектронных логических элементов «Исключающее ИЛИ» и «Исключающее ИЛИ-НЕ». Как следует из анализа этих схем, логические элементы, основанные на использовании оптоэлектронных приборов, отличаются предельной простотой и, как следствие, повышенной надежностью.

На Рисунках 1а и 1б приведены схемы наиболее простых вариантов выполнения логических элементов подобного назначения. Принцип их работы достаточно прозрачен. В отсутствие входных сигналов светодиоды оптопар не светятся, соответственно не проводят ток и фотодиоды. Заземлив вывод 5 (выход OUT2) и снимая выходной сигнал с вывода 4 (выход OUT1), получим логический элемент «Исключающее ИЛИ-НЕ».

При подаче напряжения питания на вывод 4 (выход OUT1) и съеме выходного сигнала с вывода 5 (выход OUT2) получим логический элемент «Исключающее ИЛИ».



**Рисунок 1.** Электрические схемы вариантов выполнения оптоэлектронных логических элементов «Исключающее ИЛИ» и «Исключающее ИЛИ-НЕ»: а) с диодными входными цепями; б) с резистивными входными цепями; в) с перекрестным транзисторным шунтированием входных цепей; г) с диодным мостом для питания светодиода.

Оптоэлектронный логический элемент, Рисунок 1в, построен по иной схеме. При подаче на любой из его входов управляющего сигнала ток протекает через соответствующий светодиод, переключая тем самым состояние ему отвечающего фотодиода. Цепь питания второго светодиода при этом шунтируется транзистором. При одновременной подаче на входы логического элемента управляющих сигналов высокого уровня оба светоизлучающих диода оптопар шунтируются транзисторами VT1 и VT2,

светодиоды не излучают свет, фотодиоды приемной стороны не проводят электрический ток.

Вариант оптоэлектронного логического элемента, Рисунок 1г, содержит всего одну оптоэлектронную пару DA1, светодиод которой включен в диагональ диодного моста VD3–VD6. В свою очередь, диодный мост включен в диагональ диодно-резистивного моста VD1, VD2, R1, R2. В отсутствие входных сигналов светодиод оптопары не излучает свет, фотодиод оптопары ток не проводит.



При подаче на один из входов сигнала уровня логической единицы, а на другой – логического нуля, ток протекает через светодиод оптопары, фотодиод начинает проводить ток, выходной сигнал логического элемента меняет свой уровень.

Если на оба входа логического элемента подаются сигналы уровня логической единицы, мост переходит в состояние равновесия,

ток через светодиод и фотодиод оптронной пары DA1 не протекает. **РЛ**

## Литература

1. Шустов М.А. Цифровая схемотехника. Основы построения. – СПб.: Наука и Техника, 2018. – 320 с.
2. Шустов М.А. Цифровая схемотехника. Практика применения. – СПб.: Наука и Техника, 2018. – 432 с.



**COMPANY BY ANA4220**

# Расширение динамического диапазона высокоимпедансных датчиков

Mark Reisiger, Analog Devices

## Аннотация

Измерение сигналов от датчиков с очень высоким импедансом является сложной задачей. Выходное сопротивление этих датчиков может измеряться тераомами ( $1 \times 10^{12}$  Ом). Для измерения ничтожных сигнальных токов, создаваемые такими датчиками, как цилиндры Фарадея и фотодиоды, требуются усилители электрометрического класса. В трансимпедансной конфигурации (transimpedance amplifier, TIA) разрешение этих усилителей может достигать 1 фемтоампера ( $1 \times 10^{-15}$  А). Многие приложения нуждаются в защите этих схем от перегрузки по входу. Компоненты защиты дороги и ухудшают характеристики схемы. В статье описываются эти схемы защиты, а также методы улучшения характеристик, одновременно снижающие стоимость устройств.

## Необходимость в защите

Датчики с токовым выходом и высоким сопротивлением рассчитаны на работу с нулевым напряжением смещения. Схема TIA удерживает напряжение на датчике на уровне 0 В. Нулевое напряжение на датчике может быть тогда, когда весь ток датчика протекает через резистор обратной связи. Отрицательная обратная связь устанавливает на выходе усилителя напряжение, которое создает необходимый ток в резисторе обратной связи. Требу-

емое выходное напряжение, согласно закону Ома, равно току датчика, умноженному на сопротивление обратной связи.

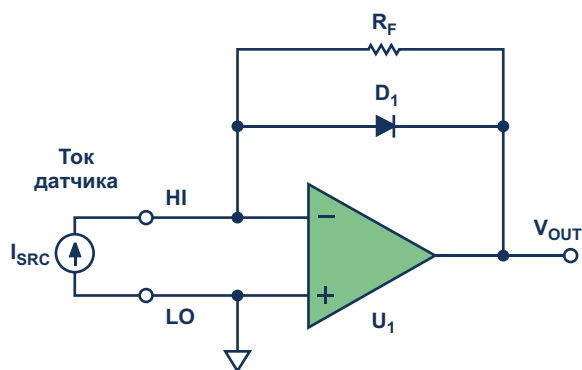
Максимальный ток через резистор обратной связи ограничен размахом выходного напряжения усилителя. Напряжение датчика не может удерживаться равным нулю, если ток датчика превышает максимальный ток резистора обратной связи. Избыточный ток увеличивает напряжение на датчике до тех пор, пока этот ток не сможет пойти по альтернативному пути. В усилителе этот избыточный ток обычно принимают устройства защиты от электростатического разряда.

Для многих приложений такие перегрузки недопустимы, так как восстановление может занимать длительное время, а также мешать работе других каналов. Большие времена восстановления обусловлены емкостями, которые необходимо разряжать. Все емкости датчиков, кабелей и входов должны быть разряжены через резистор обратной связи, который ограничивает скорость разряда. Что еще хуже, диэлектрическая абсорбция (остаточная поляризация) этих изоляторов в ответ на изменения напряжения создает остаточные токи. Для полного рассеивания остаточных токов могут потребоваться минуты или часы. Еще одной проблемой являются помехи в системах с несколькими датчиками, расположенными близко друг к другу. Изменения напряжения на перегруженном датчике из-за

емкостной связи передается на соседние каналы. Через эти емкости связи проникает ток, который искажает результаты измерений в соседних каналах.

## Схемы ограничителей

Для решения проблем перегрузки по входу необходима схема ограничителя в цепи обратной связи. Ограничитель включает нелинейный элемент обратной связи, способный пропускать большие токи без высоких напряжений, ограничивающих выходной сигнал усилителя. Простой ограничитель обратной связи можно реализовать добавлением диода, параллельного резистору обратной связи (Рисунок 1). При уменьшении выходного напряжения диод ( $D_1$ ) начинает проводить ток от датчика. Экспоненциальная характеристика диода позволяет ему пропускать очень большие токи датчика без ограничения сигнала на выходе усилителя.



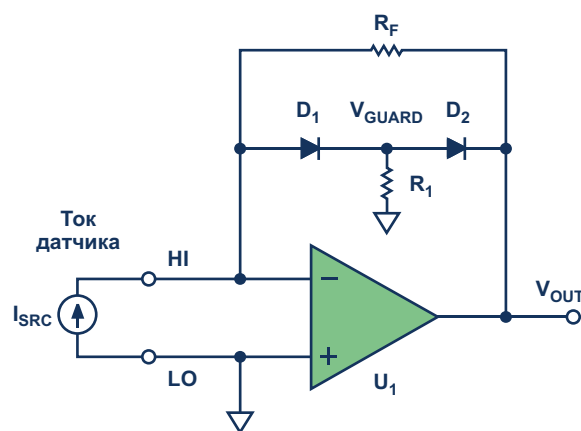
**Рисунок 1.** Трансимпедансный усилитель с диодным ограничителем.

Чтобы избежать ухудшения характеристик схемы, нужно правильно выбирать диод, используемый в ограничителе, что непросто для схем ТИА с очень высоким импедансом. При низких выходных напряжениях диод ведет себя как резистор, сопротивление которого зависит от тока насыщения. Это сопротивление обычно называют параллельным сопротивлением диода. Параллельное сопротивление шунтирует резистор обратной связи, поэтому оно должно быть намного больше сопротивления резистора, чтобы не исказить передаточную характеристику трансимпедансного усилителя. Это сложная задача, так как параллельное сопротивление имеет экспоненциальную температурную

зависимость; его значение уменьшается вдвое на каждые  $10^\circ\text{C}$  повышения температуры. Огромные сопротивления обратной связи, используемые в схемах электрометров, требуют тщательного выбора диодов. Для этих компонентов требуются специально разработанные диоды с малой утечкой. Используется также диодное включение маломощных полевых транзисторов с управляющим р-п переходом. Эти специальные диоды, как правило, довольно дороги и стоят по несколько долларов за штуку.

Экспоненциальная вольтамперная характеристика диода также создает серьезное ограничение для этой схемы. Когда приложенное напряжение становится больше, чем тепловой потенциал ( $kT/q$ ), экспоненциальная характеристика начинает преобладать, и линейность простого ограничителя схемы ТИА начинает ухудшаться. При комнатной температуре тепловой потенциал составляет всего 26 мВ, что значительно сужает динамический диапазон схемы.

Частично преодолеть ограниченность выходного диапазона простого ограничителя можно с помощью использования защитных технологий (Рисунок 2). Напряжение на ограничительном диоде  $D_1$  привязано к нулю резистором  $R_1$ . Усилитель может сделать уровень этого напряжения ( $V_{\text{GUARD}}$ ) низким через подключенный к выходу диод  $D_2$ . Ограничение обратной связи начинается, когда  $V_{\text{GUARD}}$  превысит тепловой потенциал, позволив диоду  $D_1$  проводить ток. Сопротивление резистора  $R_1$  должно выбираться с учетом того, что для создания этого падения напря-

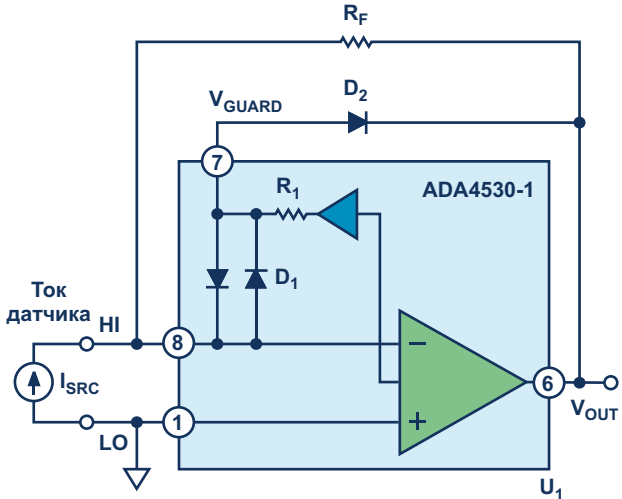


**Рисунок 2.** Трансимпедансный усилитель с защищенным ограничителем на специальном диоде.

жения он должен забирать из  $D_2$  значительный ток. Например, чтобы на резисторе 1 кОм упало напряжение 26 мВ, требуется ток диода 26 мкА; это значительно больше, чем десятки фемтоампер, необходимые простому ограничителю. Такие большие токи смягчают требования к выходному диоду. В качестве  $D_2$  могут использоваться обычные диоды вместо специальных диодов, требуемых для  $D_1$ . Эта схема позволяет регулировать диапазон выходных напряжений путем замены  $D_2$  цепочкой диодов или одним стабилитроном. Подобные схемы также могут быть изменены для двунаправленного ограничения путем замены каждого диода соответствующими встречно-параллельными диодами или встречно-включенными стабилитронами.

Защищенная схема обеспечивает значительное улучшение характеристик по сравнению с простым диодным ограничителем, но по-прежнему зависит от характеристик дорогого диода  $D_1$ . Эти ограничения по цене и характеристикам можно устранить, используя электрометрический усилитель, имеющий внутренний защитный буфер, подключенный к внешним выводам. Одним из таких усилителей является микросхема ADA4530-1. К выходу внутреннего защитного буфера микросхемы подключены диоды защиты от электростатических разрядов (ЭСР). Это защитное напряжение поддерживает низкий уровень входного тока смещения, исключая падения напряжения на защитных диодах. Внутренние ЭСР-диоды имеют очень низкие токи утечки.

Интегрированные в микросхему ЭСР-диоды могут использоваться в схеме защищенного ограничителя (в оригинале «guarded limiter», – ред.), как это показано на Рисунке 3. Функцию специального диода  $D_1$  теперь



**Рисунок 3.** Трансимпедансный усилитель с ограничителем на диодах ЭСР-защиты.

выполняют они. Охранный буфер имеет на выходе сопротивление 1 кОм, работающий как резистор  $R_1$ . Единственный остающийся в схеме внешний компонент – диод  $D_2$ . Этот выходной диод включен между выводом защитного буфера и выходом. Схема начинает ограничивать, как только в узле  $V_{GUARD}$  создается тепловой потенциал.

### Результаты измерений

Для сравнения характеристик простого диодного ограничителя со специальным диодом с малыми утечками и защищенного ограничителя с ЭСР-диодами была собрана схема 100-гигаомного трансимпедансного усилителя. Список всех использованных в ней компонентов можно найти в Таблице 1. Основой конструкции этих схем послужила модифицированная оценочная плата электрометрического усилителя (Рисунок 4). Важно отметить, что выход защитного буфера усилителя не должен использоваться для

| Таблица 1. Компоненты испытательной схемы |                           |                    |
|---|---------------------------|--------------------|
| Компонент                                 | Изготовитель              | Обозначение        |
| Электрометрический усилитель              | Analog Devices            | ADA4530-1ARMZ      |
| Оценочная плата                           | Analog Devices            | ADA4530-1R-EBZ-TIA |
| Резистор обратной связи 100 ГОм           | Ohmite                    | RX-1M1009FE        |
| Конденсатор обратной связи 300 фФ         | AVX                       | UQCFVA0R3BAT2A\500 |
| Ограничительный диод                      | Linear Integrated Systems | PAD1               |
| Выходной диод 1                           | Fairchild                 | 1N4148             |
| Выходной диод 2                           | Fairchild                 | 1N5230             |

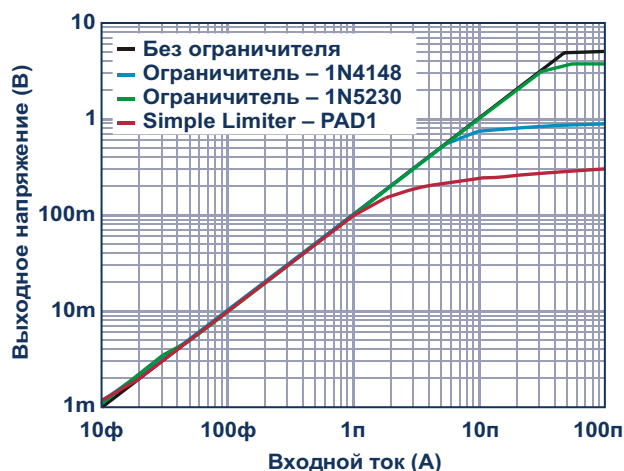




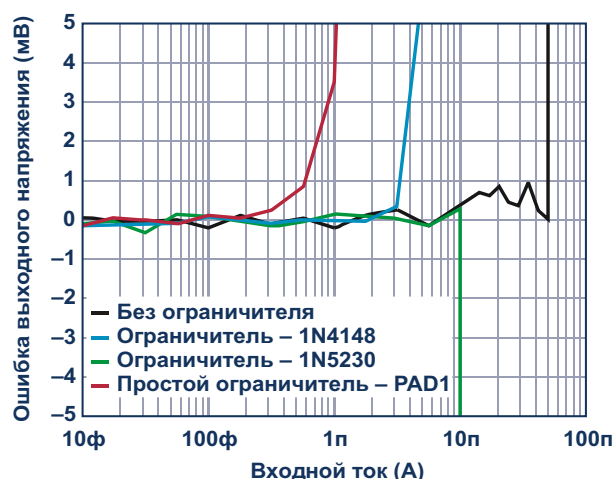
**Рисунок 4.** Оценочная плата ADA4530-1R-EBZ-TIA.

подключения охранных колец, поскольку его напряжение изменяется. Охранные кольца должны быть подключены к потенциалу сигнальной земли, взятому с неинвертирующего входа усилителя.

Работа схем была проверена путем пропускания через них испытательного тока от источника-измерителя электрометрического класса (Keithley 6430) и измерения выходного напряжения высокоточным цифровым мультиметром (Keysight 3458a). Испытания проводились при температуре 25 °C и напряжении питания  $\pm 5$  В. Испытательный ток изменялся от 10 фА до 100 пА, а выходное напряжение изменялось от 1 мВ до 5 В (Рисунок 5). Линейность оценивалась путем построения графика разности между идеальным и фактическим выходным напряжением (Рисунок 6). Базовые характеристики определя-



**Рисунок 5.** Передаточная характеристика трансимпедансного усилителя для исследуемых ограничителей.



**Рисунок 6.** Ошибки передаточной характеристики трансимпедансного усилителя для исследуемых ограничителей.

лись без ограничителя обратной связи (черные кривые). Без ограничения ошибка составляла менее 1 мВ до тех пор, пока размах выходного напряжения усилителя не достигал шин питания.

Простая схема диодного ограничителя была реализована с использованием диода PAD1 с низкими утечками. Диод PAD1 является типичным выбором для такого рода приложений. При малых испытательных токах характеристики простого ограничителя (красные кривые) идентичны базовым характеристикам. Это означает, что сопротивление тока насыщения диода намного больше 100 ГОм (при 25 °C). Как и ожидалось, диапазон выходных напряжений довольно ограничен; погрешность выходного напряжения при испытательном токе 600 фА превышает 1 мВ. Такой уровень испытательного тока соответствует диапазону выходных напряжений 60 мВ.

Ограничитель на диодах ЭСР-защиты (Рисунок 3) был протестирован с дешевым выходным диодом 1N4148 ( $D_2$ ). И снова характеристики этого ограничителя на защитных диодах (синие кривые) при низких испытательных токах соответствуют базовым характеристикам. Эти хорошие характеристики получены благодаря интегрированным в электрометрический усилитель диодам ЭСР-защиты с низкими токами утечки. 1N4148 просто обеспечивает путь тока обратной связи. Динамический диапазон также улучшился, и теперь для того, чтобы

ошибка превысила 1 мВ, нужен испытательный ток 2.5 пА. Это соответствует диапазону выходных напряжений 250 мВ, что в четыре раза лучше, чем в предыдущем случае.

Гибкость этой схемы была продемонстрирована заменой выходного диода стабилитроном 1N5230. При низких испытательных токах эта схема работает идентично базовой схеме (зеленые кривые). Динамический диапазон схемы расширился по сравнению со стандартным диодом. Для того, чтобы ошибка превысила 1 мВ, потребовался испытательный ток 10 пА. Это соответствует выходному диапазону 1 В. Схема начинает ограничивать при токах стабилитрона намного меньших тока 1 мА, необходимого для получения номинального пробивного напряжения 4.7 В. Для достижения наибольшего динамического диапазона и снижения температурной чувствительности желательно, чтобы стабилитрон работал при номинальном напряжении пробоя. Доступны более слаботочные стабилитроны, такие, например, как 1N4624. Рабочий ток также можно увеличить, добавив

внешний резистор между  $V_{\text{GUARD}}$  и сигнальной землей. Чтобы создать тепловой потенциал на диодах ЭСР-защиты для резистора 27 Ом потребуется ток стабилитрона 1 мА.

Подведем итог. Интерфейсы датчиков электрометрического класса часто требуют схем ограничения обратной связи. Этим схемам нужны специальные диоды, каждый из которых стоит несколько долларов. Но специальные диоды могут быть заменены внутренними диодами электростатической защиты электрометрического усилителя, имеющего выход защитного буфера, такого, например, как ADA4530-1. Такой подход позволяет создать высокоэффективный ограничитель, для которого требуется лишь один внешний компонент, стоящий копейки. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices ADA4530-1](#)
2. [Datasheet Central Semiconductor 1N4624](#)
3. [Datasheet Vishay 1N5230](#)
4. [Datasheet Linear Integrated Systems PAD1](#)

# TSOP48xx.

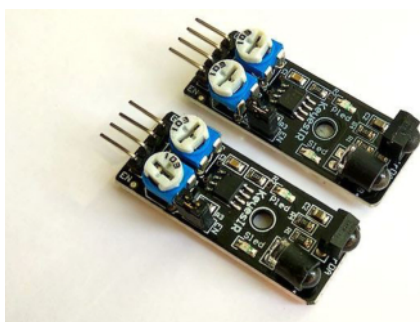
## Работа в режиме

## непрерывного входного сигнала



Басков М. П.

М.П. Басков, О.Д. Левашов  
Москва – Брешия (Италия)



Недавно мы решили протестировать модули обнаружения препятствий китайского производства на предмет их пригодности для использования в мобильных роботах.

На тестирование прибыли четыре образца, один из которых оказался неработоспособным, три других после соответствующих настроек показали заявленные производителем параметры – белый лист формата A4 обнаруживается с расстояния 40 см, более мелкие предметы других цветов и фактур обнаруживаются на меньшем расстоянии.

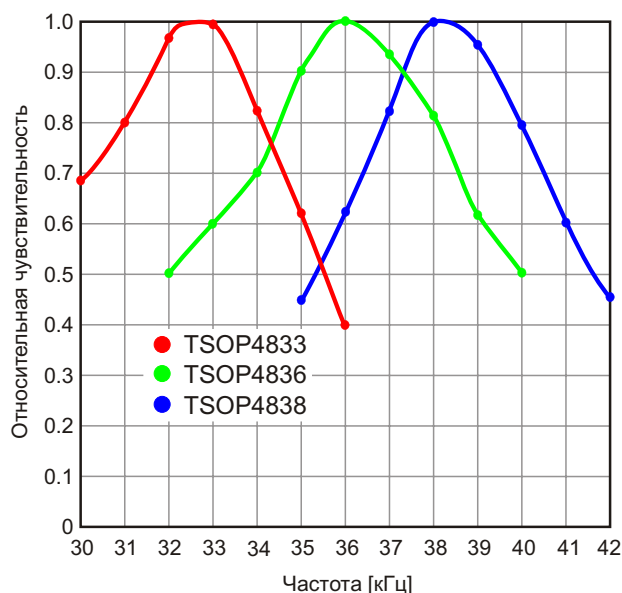
Ток потребления модулей составляет 40-45 мА, частота локации колеблется в процессе работы от 36 кГц до 40 кГц. Вместе с девиацией частоты изменяется и чувствительность датчика. Частота, соответствующая оптимальным настройкам, составляет 38 кГц.

Излучающий светодиод заметно нагревается, что указывает на его работу в достаточно тяжелом режиме. Совокупность недостатков позволяет рекомендовать использование данного модуля только в простейших конструкциях.

А теперь о главной особенности этих модулей. Они работают с непрерывной импульсной последовательностью, т.е. светодиод излучает, а фотоприемник TSOP4838 принимает немодулированный световой поток на несущей частоте.

Это противоречит всем даташита на фотоприемники TSOP48xx, где прямо сказано, что эти фотоприемники подавляют помехи в форме непрерывной импульсной последовательности любой частоты [1]. «Some examples of disturbance signals which are suppressed are: ... Continuous signals at any frequency», что буквально означает следующее: «Некоторые примеры подавляемых сигналов: ... Непрерывные сигналы на любой частоте». Это было аксиомой, но, как оказалось, не совсем соответствующей реальности.

В нашем распоряжении находилось достаточно большое количество фотоприемников четырех типов: TSOP4833, TSOP4836, а



**Рисунок 1.** Частотные характеристики фотоприемников при поступлении на вход непрерывной импульсной последовательности.

также TSOP4838 двух модификаций – с металлическим экраном и цилиндрической линзой и без экрана со сферической линзой. Фотоприемник TSOP4838 с экраном отказался воспринимать непрерывную импульсную последовательность, в то время как все остальные её прекрасно «переварили».

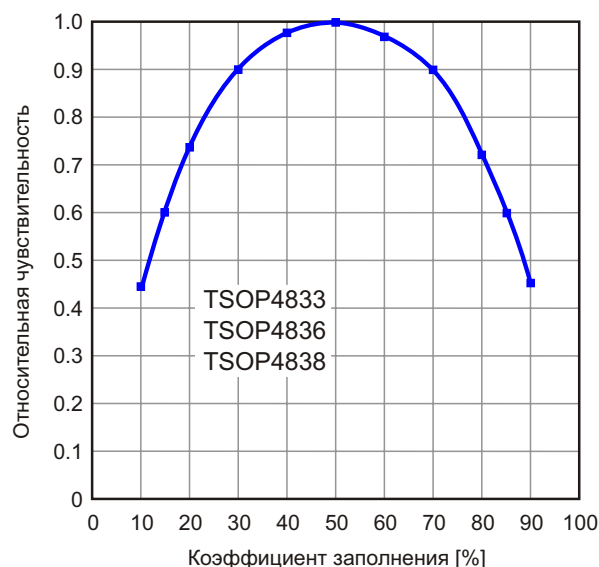
Мы решили исследовать некоторые характеристики фотоприемников, работающих с непрерывной импульсной последовательностью, в частности, зависимость чувствительности от частоты несущей и коэффициента заполнения, а также провести сравнения чувствительности в условиях стандартного применения и при подаче на вход непрерывной импульсной последовательности.

Частотные характеристики фотоприемников при подаче на вход непрерывной последовательности световых импульсов в форме меандра представлены на Рисунке 1.

Как следует из Рисунка 1, формы кривых чувствительности несколько отличаются от приведенной в даташитах, а ширина полосы пропускания на уровне 0.5 немного шире.

Таким образом, отличия от стандартного режима налицо, но они незначительные.

На Рисунке 2 представлена зависимость чувствительности от коэффициента заполнения для непрерывной последовательности импульсов.



**Рисунок 2.** Зависимость чувствительности фотоприемников от коэффициента заполнения для непрерывной последовательности импульсов.

Из Рисунка 2 следует, что максимальная чувствительность при подаче на вход фотоприемников непрерывной последовательности световых импульсов достигается при коэффициенте заполнения 50% (меандр).

Как мы отмечали ранее, китайские модули имеют значительный ток потребления, а светодиоды заметно греются. Мы решили провести сравнение мощности, подводимой к излучателю в стандартном режиме, и при подаче на излучатель непрерывного сигнала несущей частоты в форме меандра. В стандартном режиме на вход подавались пакеты импульсов несущей частоты. Частота модулирующих импульсов 20 Гц, длительность импульсов 1 мс.

**Таблица 1.** Результаты испытаний

| Стандартный режим              |             | Непрерывная последовательность |             |
|--------------------------------|-------------|--------------------------------|-------------|
| Ток через светодиод в импульсе | Средний ток | Ток через светодиод в импульсе | Средний ток |
| 2.2 мА                         | < 0.5 мА    | 85 мА                          | 42 мА       |



Расстояние между комплексом излучатель-приемник и препятствием (белый лист А4) составляло 40 см. Для корректного сравнения были использованы светодиод и фотоприемник, от одного из китайских модулей. Результаты испытаний представлены в Таблице 1.

По результатам испытаний видно, что при получении сравнимых результатов работа в стандартном режиме имеет явные энергетические преимущества.

Следует ли использовать нестандартный режим фотоприемников TSOP48xx? Решать вам.

Как указано выше, не все модификации TSOP48xx принимают входной сигнал в

форме непрерывной последовательности световых импульсов.

Этот режим имеет единственное преимущество, которое в некоторых применениях может оказаться решающим. При подаче на вход фотоприемника непрерывной последовательности световых импульсов соответствующей частоты сигнал на выходе фотоприемника имеет низкий уровень, который сохраняется до тех пор, пока есть входной сигнал. Это существенно упрощает обработку выходного сигнала микроконтроллерами и устройствами дискретной автоматики. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Vishay TSOP48xx](#)

# Дробная логика

Михаил Шустов, г. Томск

*Рассмотрены принципы построения элементов дробной логики, основанной на дозированном суммировании и обработке сигналов от  $n$  источников сигналов обычной бинарной логики. Приведены схемотехнические решения и примеры построения базовых элементов дробной логики. Показаны преимущества и универсальность практического использования этих элементов, в том числе в качестве элементов троичной логики.*

Логические элементы, являющиеся фундаментом современной цифровой техники, базируются на использовании булевой логики [1–5]. В 1854 г. английский математик, философ и логик Джордж Буль (George Boole, 1815–1864) в своем труде «Исследование законов мышления, на которых основаны математические теории логики и вероятностей» впервые предложил исследовать логические высказывания математическими методами. Такими логическими высказываниями изначально были два взаимоисключающие понятия как «Истина» и «Ложь», позже трансформированные в математических и технических приложениях в условные значения 1 или 0 («Логическая 1» и «Логический 0»).

В 1938 г. американский инженер, криптоаналитик и математик Клод Элвуд Шеннон (Claude Elwood Shannon, 1916–2001) в статье «Символический анализ релейных и переключательных схем» впервые применил на практике алгебру логики Буля для описания работы релейно-контактных и электронно-ламповых схем.

С началом использования в электронной технике логических операций булевой логики «Инверсия», «Конъюнкция», «Дизъюнкция» и многих других появились на свет такие логические элементы, как НЕ, И, ИЛИ и др.

Обычное логическое устройство, если его представить «черным ящиком», предназна-

чено для обработки сигналов, имеющих уровень логической единицы или логического нуля. На входы таких логических элементов подаются сигналы уровня «лог. 1» и/или «лог. 0»; на выходах формируются сигналы в соответствии с таблицами истинности данных элементов.

Дробная логика, если представить ее подобным образом, полностью совместима с традиционной и выдает сигналы определенных логических уровней при подаче на ее входы сигналов уровня «лог. 1» и/или «лог. 0». Отличие дробной логики от обычной заключается в том, что внутри логического элемента происходит преобразование входных сигналов уровня «лог. 1» в сигналы уровня «лог.  $1/n$ », где  $n$  – количество входов логического элемента от 1 до 4 или более, например, «лог.  $1/2$ », «лог.  $1/3$ », «лог.  $1/4$ » и т.д. Сумма весов всех этих сигналов равна единице:

$$\sum_{i=1}^n \frac{1}{n_i} = 1.$$

На выходе логического элемента формируется привычный сигнал уровня «лог. 1» или «лог. 0».

Рассмотрим принцип работы дробной логики. Структурная схема логического элемента дробной логики представлена на



Рисунок 1. Структурная схема построения элементов дробной логики.

Рисунке 1. Такой логический элемент состоит из совокупности входных резисторов числителя, резистора знаменателя, порогового элемента и выходного каскада, обеспечивающего на своем выходе в зависимости от потребностей пользователя инвертированный или неинвертированный сигнал.

Выходной резистивный делитель состоит из резисторов числителя  $R_{\text{числ}}$  и резистора знаменателя  $R_{\text{знам}}$ . Сопротивление резисторов числителя  $R_{\text{числ}} = R_n$ , количество которых соответствует количеству входов  $n$  логического элемента, и сопротивление резистора знаменателя  $R_{\text{знам}}$ , Рисунок 2, соотносятся между собой как  $R_1 = R_2 = \dots = R_n = R_{\text{числ}} \gg R_{\text{знам}}$ .

При выполнении этого условия сложение входных токов происходит аддитивно на

резисторе знаменателя  $R_{\text{знам}}$  таким образом, чтобы сумма всех этих токов  $I_i$ , умноженная на значение сопротивления  $R_{\text{знам}}$ , превышала напряжение переключения порогового элемента  $U_{\text{порог}}$ :

$$R_{\text{знам}} \sum_{i=1}^n I_i \geq U_{\text{порог}}.$$

Очевидно, что для двухвходового элемента переключение порогового элемента должно происходить при подаче сигналов уровня «лог. 1» на два его входа, и ни при каких условиях не происходить при подаче сигнала такого уровня на один его вход.

Соответственно, для трехвходового логического элемента переключение должно происходить при подаче сигналов на 3 его входа, но никак не на 2, и т.д.

Исходя из этих предпосылок несложно показать, каким образом можно учесть эти требования при выборе значения сопротивления  $R_{\text{знам}}$ . В расчетах полагаем, что входные цепи порогового элемента не шунтируют резистор  $R_{\text{знам}}$ .

$$R_{\text{знам}} = \frac{2U_{\text{пор}}R_n}{U_{\text{вх}} - U_{\text{пор}}}, n = 1.$$

Расчеты при  $n = 1$  справедливы для Инвертеров, Повторителей, а также элементов ИЛИ и ИЛИ-НЕ с любым количеством входов.

$$R_{\text{знам}} = \frac{(2n-1)U_{\text{пор}}R_n}{2n(n-1)(U_{\text{вх}} - U_{\text{пор}})}, n > 1.$$

Расчеты при  $n > 1$  справедливы для логических элементов И, И-НЕ, а также элементов ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ и ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ-НЕ.

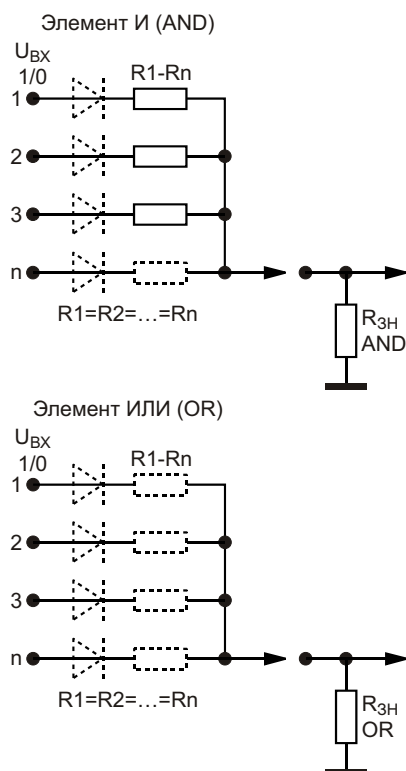


Рисунок 2. Входные цепи элементов «И» и «ИЛИ».

Предельное отклонение входных напряжений  $\pm \Delta U_{ВХ}$  относительно  $U_{ВХ}$ , при которых возможна работа элементов дробной логики, имеющих  $n$  входов ( $n > 1$ ), можно определить как:

$$\pm \Delta U_{ВХ} = U_{ВХ} \frac{1}{2n-1}, \text{ В, или } \frac{1}{2n-1} \cdot 100, \%$$

В Таблице 1 приведен пример расчета сопротивлений резисторов знаменателя для резистивного делителя элементов дробной логики при числе входов от 1 до 4 при заданных значениях сопротивления числителя, а также входного и порогового напряжений.

**Таблица 1.** Расчетно-экспериментальные значения сопротивления резистора-знаменателя  $R_{ЗНАМ}$  и диапазона допустимых входных напряжений при  $U_{ВХ} = 10 \text{ В}$ ,  $U_{ПОР} = 100 \text{ мВ}$ ,  $R_n = 10 \text{ кОм}$  при различном числе входов  $n$

| $n$ | $R_{ЗНАМ}, \text{ Ом}$ | $U_{ВХ}, \text{ В}$                                      |
|-----|------------------------|--|
| 1   | 202                    | $> 5.0 \text{ В}$ ( $10 \text{ В} - 50.0\%$ )            |
| 2   | 75.8                   | $6.7 \dots 10.3 \text{ В}$ ( $10 \text{ В} \pm 33.3\%$ ) |
| 3   | 42.1                   | $8.0 \dots 12.0 \text{ В}$ ( $10 \text{ В} \pm 20.0\%$ ) |
| 4   | 29.5                   | $8.6 \dots 11.4 \text{ В}$ ( $10 \text{ В} \pm 14.3\%$ ) |

Поскольку верхние границы значений допустимых входных напряжений превосходят номинальное расчетное значение  $10 \text{ В}$ , рабочий диапазон входных напряжений для 2- и 3-входовых элементов может быть смещен в меньшую сторону на  $1 \dots 1.3 \text{ В}$  за счет увеличения сопротивлений  $R_{ЗНАМ}$  примерно на  $10\%$ .

Как следует из приведенных формул, для увеличения входного сопротивления логического элемента достаточно в равной пропорции увеличить значения сопротивлений резисторов числителя и знаменателя.

Рассмотрим, как выглядят входные цепи логических элементов дробной логики различного назначения, Рисунки 2–4.

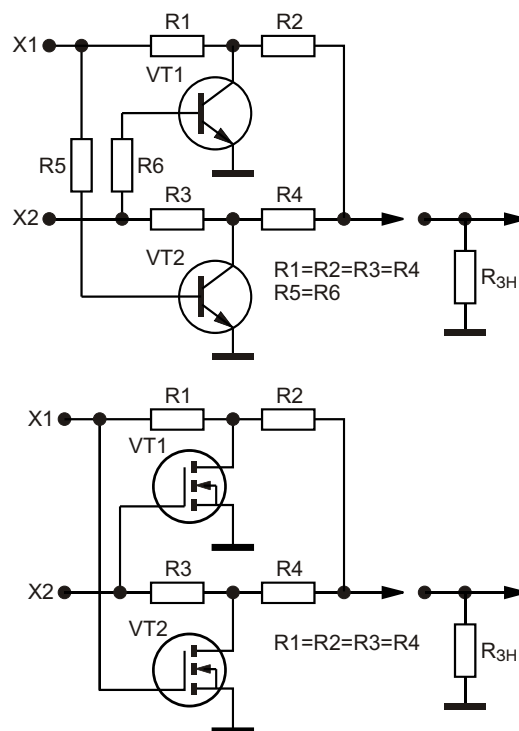
Внешне входные цепи элементов И (AND) и ИЛИ (OR), Рисунок 2, совершенно не отличаются. Отличаются эти элементы величинами сопротивлений  $R_{ЗНАМ}$ , см. Таблицу 1 и расчетные формулы.

Работа логического элемента И обеспечивается суммированием токов на резисторе-знаменателе. Достижение или превышение

порогового напряжения переключения происходит только в том случае, если на все входы одновременно будут поданы сигналы уровня «лог. 1», чему будет соответствовать появление напряжения на резисторе-знаменателе, превышающее порог переключения логического элемента. Выбор значения сопротивления  $R_{ЗНАМ}$  элемента И определяется количеством входов логического элемента, см. Таблицу 1.

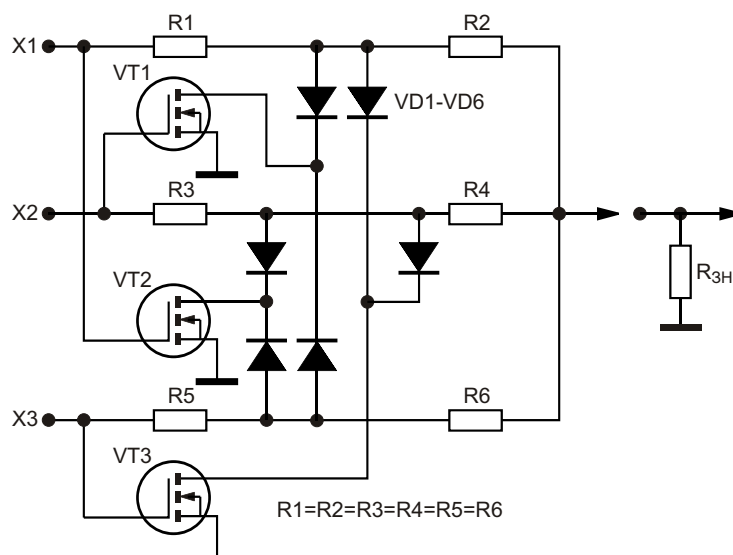
Для логического элемента ИЛИ при подаче управляющего напряжения на любой из его входов значение падения напряжения на резисторе  $R_{ЗНАМ}$  будет заведомо превышать порог переключения порогового элемента. Количество входных резисторов логического элемента ИЛИ ограничения не имеет.

На Рисунке 2 во входных цепях показаны дополнительные диоды, назначение которых заключается в том, чтобы при подключении входа (входов) логического элемента к общей шине не происходило шунтирование резистора  $R_{ЗНАМ}$ . Падение напряжения на этих диодах следует учитывать в расчетных формулах. Впрочем, использование этих диодов не представляется целесообразным, поскольку в силу того, что  $R_{ЧИСЛ} \gg R_{ЗНАМ}$ , см. также Таблицу 1, величина сопротивле-



**Рисунок 3.** Варианты выполнения входного каскада для элемента «2Исключающее ИЛИ».





**Рисунок 4.** Входной каскад для элемента «3Исключающее ИЛИ».

ния  $R_{3H\text{AM}}$  для, например, элемента 4И при трех соединенных с общим проводом входах изменится не более чем на 1%.

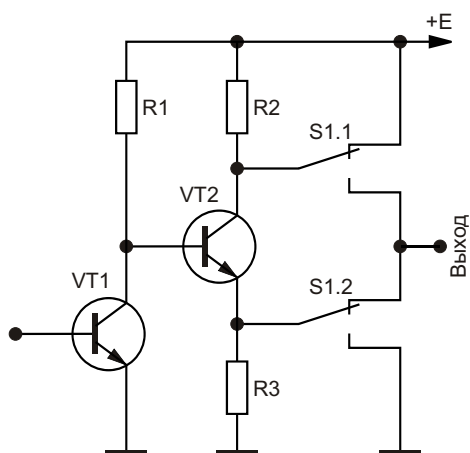
Работа логического элемента дробной логики ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ (XOR) как и ранее определяется исключительно входными цепями. На Рисунке 3 показан вариант построения выходной цепи двухвходового логического элемента Исключающее ИЛИ.

Переключение порогового устройства в соответствии с логикой работы логического элемента XOR будет происходить только в том случае, если сигнал уровня логической единицы, Рисунок 3 и 4, будет подан только на один из входов логического элемента. Из

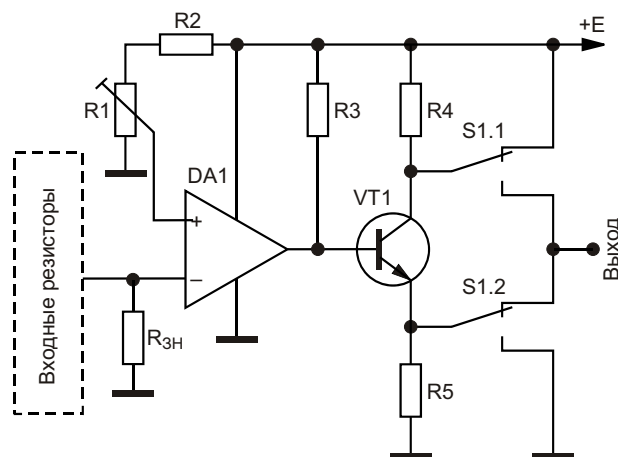
Рисунка 3 и 4 следует, что при появлении сигнала на одном из входов логического элемента сигнал на другом его входе (входах) будет блокирован транзисторными ключами. Значения суммы сопротивлений резисторов  $R1 + R2 = R3 + R4 = R5 + R6$ , Рисунки 3 и 4, должны соответствовать значениям сопротивлений  $R_n$ .

Кратным смещением уровня переключения порогового элемента можно организовать работу логических элементов типа «Логический порог 2», «Логический порог 3» и им подобных.

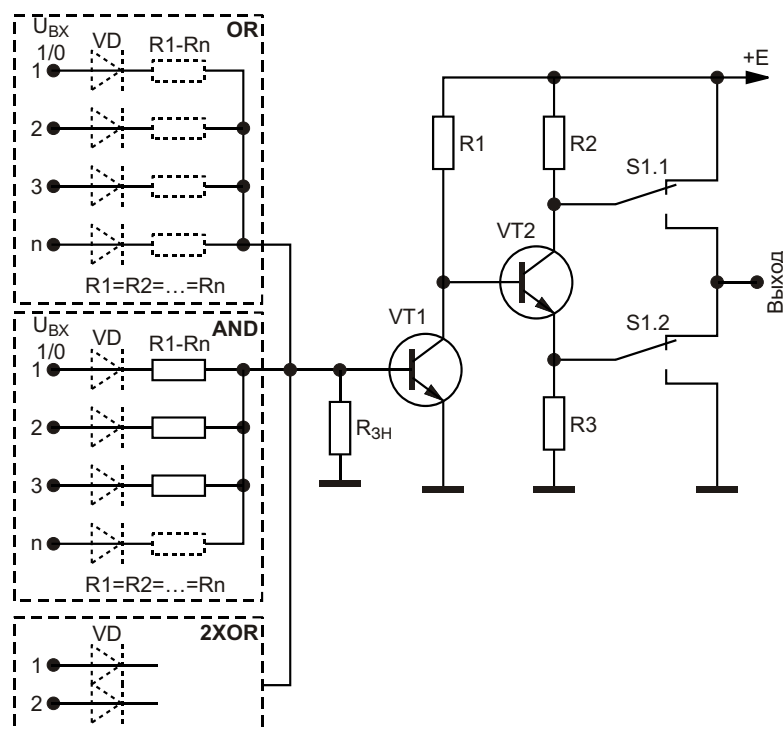
Перейдем к описанию работы порогового элемента и, одновременно, выходного каска-



**Рисунок 5.** Пороговый элемент на основе биполярного транзистора и универсальный выходной каскад – «Инвертор»/«Повторитель».



**Рисунок 6.** Регулируемый пороговый элемент на основе компаратора в сочетании с универсальным выходным каскадом.



**Рисунок 7.** Элемент дробной логики универсального назначения со сменными или едиными входными цепями.

да, Рисунки 5 и 6. Пороговый элемент – достаточно ответственный узел логического элемента дробной логики, обеспечивающий безошибочность его работы. В простейшем случае в качестве такого элемента может быть использован транзистор, Рисунок 5. На Рисунке 5 использован пороговый элемент-переключатель, выполненный на биполярном транзисторе и имеющий порог переключения около 0.7 В. Поскольку п-р переход эмиттер-база транзистора шунтирует резистор  $R_{ЗНАМ}$ , при расчете значения сопротивления этого резистора следует учитывать шунтирующее действие п-р перехода.

В качестве порогового элемента может быть использован и иной бистабильный элемент, например, лямбда-транзистор, туннельный диод, триггер Шмитта, компаратор и т.д.

Для обеспечения четкого переключения порогового элемента оптимально использовать компараторы, Рисунок 6, входные цепи которого не шунтируют резистор  $R_{ЗНАМ}$ . Дополнительным преимуществом компараторов является то, что они позволяют плавно или ступенчато менять порог переключения, что существенно расширяет функциональ-

ные возможности логических элементов дробной логики.

Напряжение питания логических элементов пороговой логики не критично и может находиться в пределах от 4 до 15 В и выше.

Входной резистивный делитель логического элемента может иметь одновременно набор входов, отвечающих построению логических элементов типа И, ИЛИ, ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ и т. д., Рисунок 7, причём назначение элемента будет определяться совокупностью задействованных входов и величиной сопротивления  $R_{ЗНАМ}$ .

Входные резисторы могут быть выполнены в виде типовой внешней резистивной матрицы, подключаемой к унифицированному пороговому элементу двумя проводниками и отличающейся величиной сопротивления  $R_{ЗНАМ}$ . Таким образом, основная, активная часть логического элемента дробной логики может быть выполнена в виде единого автономного узла, имеющего вход, выход и выводы питания.

Особо стоит отметить возможность использования логических элементов дробной логики в качестве элементов троичной



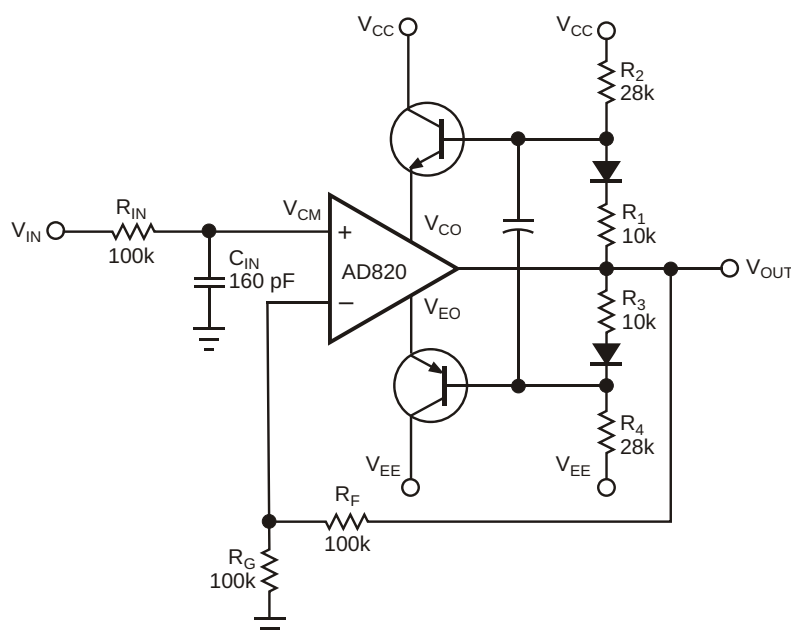
# Учимся любить микросхемы высоковольтных операционных усилителей

Bill Schweber, Analog Devices

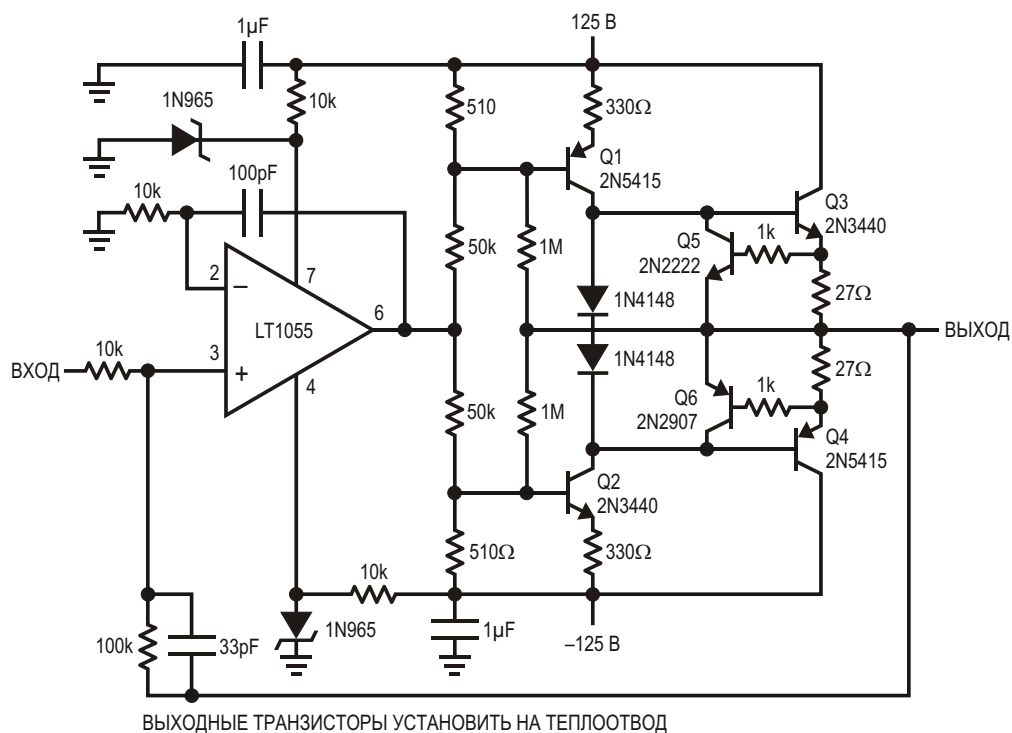
EDN

Когда в наши дни заходит речь об аналоговых схемах, обсуждаются, в основном, вопросы низкого энергопотребления и, следовательно, низкого напряжения питания. Конечно, это очень важно для операционных усилителей (ОУ), поскольку эти основные аналоговые строительные блоки часто служат буферами или усилителями для низковольтных сигналов датчиков, уровни которых не выходят за пределы 1 В.

Тем не менее, существует много силовых аналоговых схем, предназначенных для управления более высокими напряжениями. В некоторых случаях это необходимо для поддержки эффективной передачи энергии, поскольку более высокие напряжения требуют меньшего тока для данного уровня мощности и, таким образом, уменьшают падение напряжения  $IR$  и потери мощности  $I^2R$ . Однако во многих приложениях необходимость



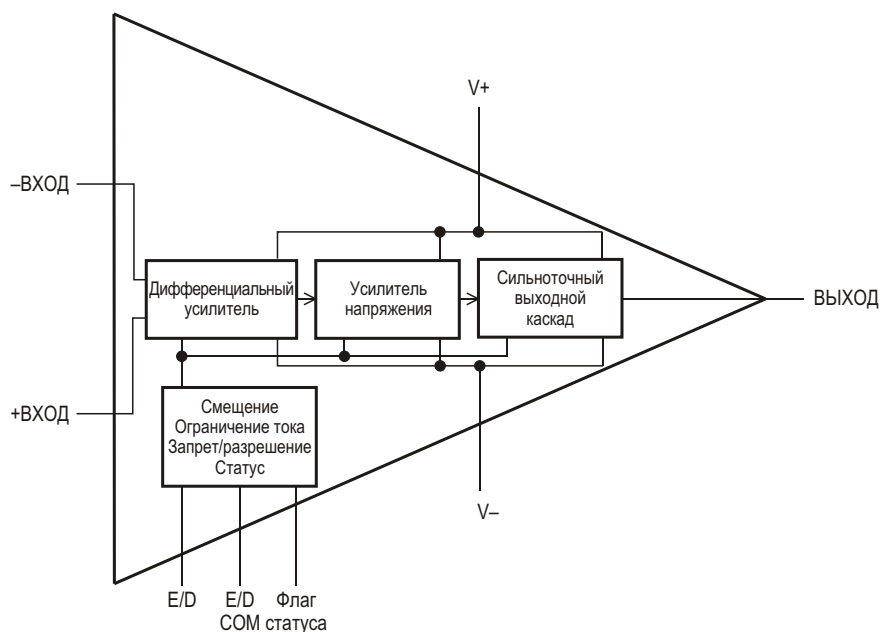
**Рисунок 1.** В этой базовой схеме для увеличения размаха выходного сигнала низковольтного операционного усилителя используется пара комплементарных дискретных транзисторов.



**Рисунок 2.** Усовершенствованная схема увеличения размаха выходного сигнала требует существенно большего количества компонентов, чтобы гарантировать симметрию и линейность характеристик во всем диапазоне выходных напряжений.

использования высоковольтных усилителей диктуется вовсе не соображениями энергоэффективности, вытекающими из законов физики, а потребностью в высоком напряжении как таковом, даже если токи совсем сла-

бые или умеренные. Среди таких приложений – широко используемые пьезоэлектрические преобразователи для ультразвуковых систем, прецизионные пьезоэлектрические позиционеры нанометрового диапазона,



**Рисунок 3.** Операционный усилитель OPA462 компании Texas Instruments может обеспечить размах выходного сигнала  $\pm 90$  В при типовом токе нагрузки 30 мА.



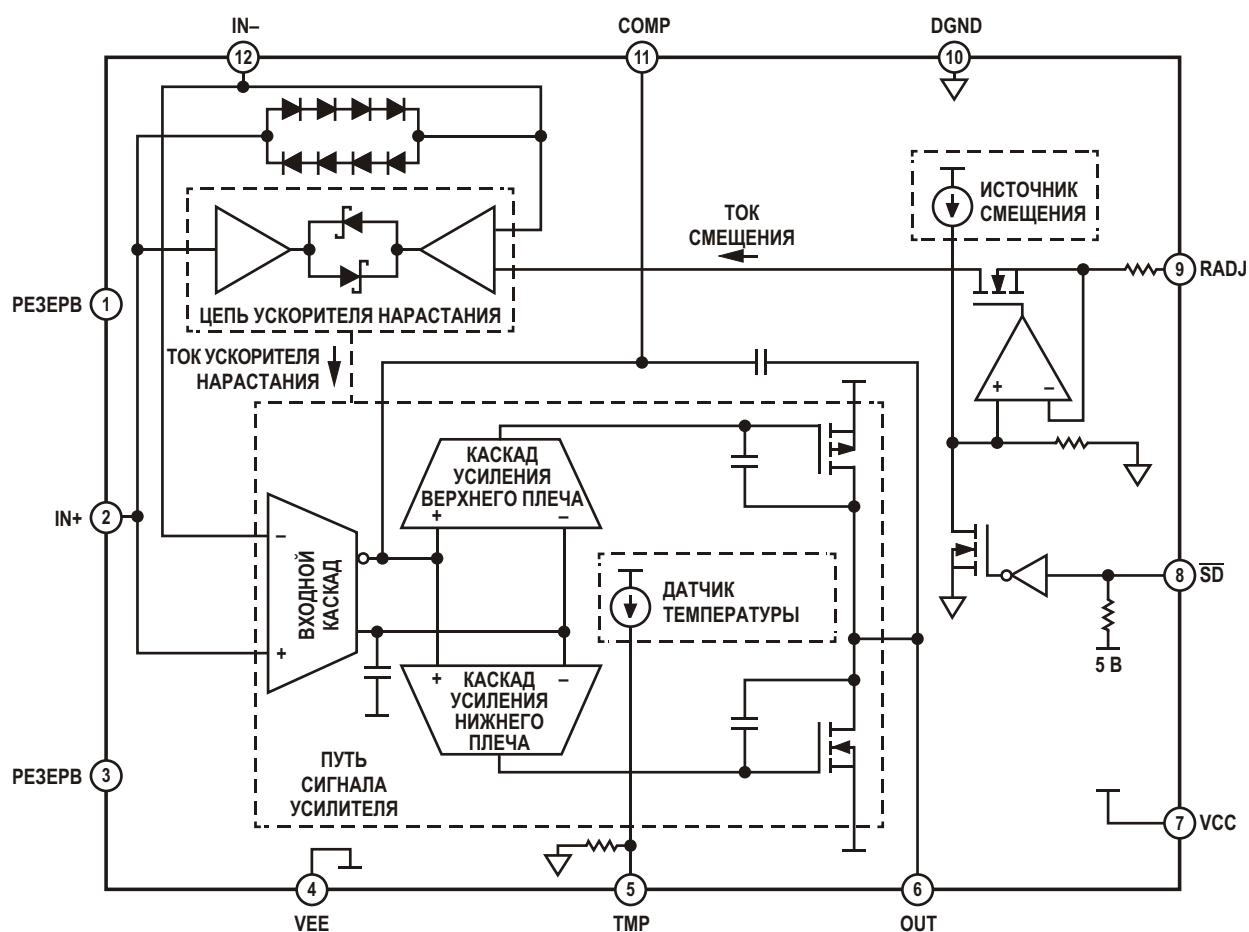
лавинные фотодиоды в лидарах, источники смещения однофотонных лавинных диодов и оборудование автоматического контроля полупроводников.

Не так давно адаптировать операционный усилитель для работы с напряжениями 50 В и выше было достаточно сложно. Для этого обычно начинали со стандартного операционного усилителя с напряжением питания от 15 до 24 В, а затем увеличивали размах его выходного сигнала с помощью дискретных транзисторов. В принципе, с комплементарными PNP и NPN устройствами это может показаться несложным (Рисунок 1). Однако добиться симметрии характеристик было трудно, и для более совершенной схемы требовалось существенно большее количество пассивных компонентов (Рисунок 2).

Полное определение характеристик при всех нагрузках и изменениях других условий занимало много времени и требовало анализа, учитывающего неизбежный разброс пара-

метров этих добавленных компонентов. Выпускались также гибридные устройства, эффективные для работы при более высоких напряжениях, в которых использовался операционный усилитель со всеми необходимыми сопутствующими компонентами. Прибор в небольшом корпусе электрически выглядел как операционный усилитель, но был рассчитан на более высокое напряжение, а также имел защиту от перегрузки и перегрева.

К счастью, в последние несколько лет поставщики микросхем активно работали над преодолением технологических трудностей, которые ограничивали рабочие режимы аналоговых компонентов низкими напряжениями. Например, выпускаемый Texas Instruments высоковольтный сильноточный операционный усилитель OPA462 может работать при напряжении питания от  $\pm 6$  В (12 В) до  $\pm 90$  В (180 В), отдавая в нагрузку максимальный ток 45 мА, и имеет произведение полосы пропускания на коэффициент



**Рисунок 4.** 220-вольтовое устройство ADHV4702-1 компании Analog Devices может использовать симметричный или несимметричный источник питания.

усиления 6.5 МГц и скорость нарастания 32 В/мкс (Рисунок 3). Миниатюрные размеры корпуса впечатляют: они составляют всего около 5 мм × 4 мм (плюс внешние выводы).

Texas Instruments – не единственная компания, которая недавно начала заниматься производством таких высоковольтных операционных усилителей. У Analog Devices есть высоковольтный прецизионный ОУ ADHV4702, допускающий симметричное или несимметричное питание напряжениями от 24 В до 220 В (Рисунок 4). Типовая скорость нарастания этого ОУ составляет 74 В/мкс, а малосигнальная полоса пропускания равна 10 МГц. 12-выводное устройство имеет размеры всего 7 мм × 7 мм, однако при этом расстояния между выводами соответствуют предписаниям стандарта IEC 61010-1 «Безопасность электрических контрольно-измерительных приборов и лабораторного оборудования. Часть 1 – Общие требования» [2, 3].

К сожалению, даже в учебных программах для радиоинженеров почти не нашлось места для обсуждения или практического изучения этих высоковольтных операционных усилителей или связанных с ними проектных ситуаций. Я знаю, что объемы материала, который нужно охватить студентам преподавателям, очень велики, и легко, сидя здесь за клавиатурой, провозглашать, что то-то и то-то должно быть добавлено к учебной программе, когда в сутках всего 24 часа. Тем не менее, их использование имеет свои тонкости, такие как необходимость в охранном кольце вокруг неинвертирующего входа, кото-

рое для минимизации утечек из соседних выводов должно иметь общий с входом потенциал.

И все же, почему эти схемы обойдены вниманием? Может быть, причина в том, что высоковольтные аналоговые схемы рассматривается как подраздел в подразделе, и студентам важнее сосредоточиться на основах операционных усилителей? Или дело в том, что работа в лаборатории с высокими напряжениями сопряжена с реальным риском, даже если студенческие лаборатории не обязаны придерживаться требований по длинам путей утечки, которым должны удовлетворять продукты, предлагаемые для коммерческой продажи [4, 5]? **РЛ**

## Ссылки

1. Jim Williams, “[Power Gain Stages for Monolithic Amplifiers](#),” AN-18, Analog Devices/Linear Technology Corp.
2. “[IEC 61010-1: IEC System of Conformity Assessment Schemes for Electrotechnical Equipment and Components \(IECEE\)](#),” IEC 61010-1:2010.
3. “[IEC 61010-1, Edition 3](#),” Analog Devices.
4. “[Understanding PCB Creepage and Clearance Standards](#),” Tempo Automation.
5. “[Clearance and Creepage Rules for PCB Assembly](#),” Optimum Design Associates.

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD820AR](#)
2. [Datasheet Analog Devices LT1055](#)
3. [Datasheet Texas Instruments OPA462](#)
4. [Datasheet Analog Devices ADHV4702-1](#)

# Простой способ изготовления дешевых экранов для печатных плат

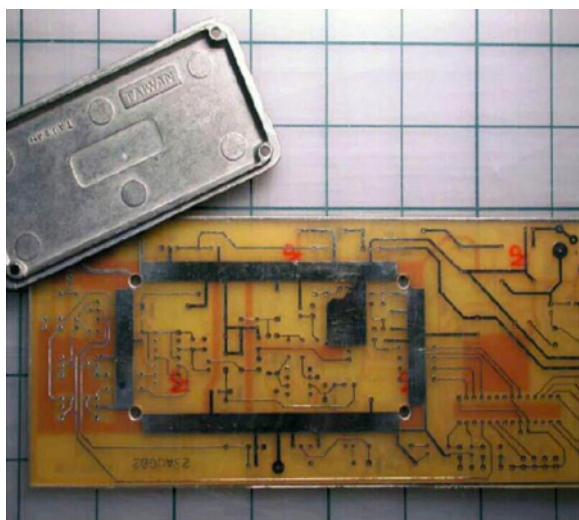
By Steve Hageman

EDN

Для многих конструкций на печатных платах требуются экраны, снижающие восприимчивость к помехам от электромагнитных полей. Классическим примером является радиоприемник, входные цепи которого обычно требуют хорошей изоляции от цепей гетеродина. Исторически сложилось так, что экранирование для малотиражных или недорогих

приложений всегда требует от конструктора компромисса. Вы не сможете оправдать стоимость литого экрана, изготовленного по индивидуальному заказу, а экраны, фрезерованные из алюминия, прожигают деньги так же быстро, как тупятся торцевые фрезы. Но вы можете, потратив всего несколько долларов, сделать простой экран, используя общедоступные универсальные «корпуса для самостоятельных проектов», изготовленные литьем под давлением. Например, корпуса предлагаемые компанией Hammond Manufacturing, бывают размером от 2×2 дюйма до 7×4 дюйма и более. Помещая печатную плату между верхней и нижней частями корпуса, вы превращаете корпус в экран, полностью закрывающий чувствительную часть схемы.

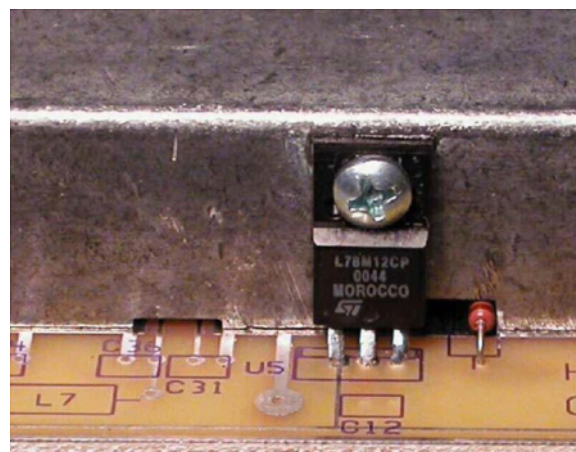
Главное состоит в том, чтобы выбрать корпус, достаточно большой, чтобы полностью закрыть ту часть схемы, которую вы хотите экранировать. Затем разведите плату таким образом, чтобы защищаемая область платы могла разместиться между крышкой и корпусом. Чтобы вокруг края коробки была сплошная земля, создайте земляной проводник шириной от 5 до 10 мм по всему периметру



**Рисунок 1.** Сверху и снизу печатной платы нужно разместить земляные проводники, соответствующие контуру экрана.

области, где будет располагаться корпус на верхней и нижней сторонах платы. Затем добавьте по углам монтажные отверстия, чтобы две части корпуса можно было соединить друг с другом вокруг печатной платы (Рисунок 1). Выпустить сигналы из под экрана и завести их под экран на многослойной печатной плате очень просто: достаточно воспользоваться внутренними слоями платы. На двусторонней плате можно разорвать проводник там, где его должна пересечь сигнальная линия, или, что намного лучше, можно перекрыть земляной проводник «мостиком» из резистора 0.25 Вт. Метод с резистором 0.25 Вт служит двум целям. Во-первых, он позволяет пропустить сигнал над земляным проводником, не разрезая его. Во-вторых, это идеальное место для добавления импеданса к сигнальной линии и, следовательно, для фильтрации высоких частот. Этот метод может помочь предотвратить попадание паразитных сигналов в чувствительную схему, которую вы пытаетесь защитить.

Для обоих упомянутых методов необходимо фрезой или напильником сделать вырез в корпусе (Рисунок 2), чтобы обеспечить зазор до резистора или печатных проводников. Однако обратите внимание, что для радиочастотных сигналов этот вырез действует как волновод, поэтому имейте в виду следующее. Наибольший размер любого выреза должен быть намного меньше четверти длины волны самой высокой частоты, присутствующей в системе и опасной для чувствительной части схемы. Для высокой эффективности экранирования старайтесь, чтобы размеры вырезов не превышали одной двадцатой длины волны. Если вы хотите «заполнить» зазор, можно купить токопроводящую пену или металлические уплотнительные прокладки, предлагаемые компаниями 3М и



**Рисунок 2.** Чтобы обеспечить доступ к сигнальным проводникам, можно вырезать в краях экрана небольшие выемки. В качестве дополнительного преимущества можно использовать экран как радиатор для регулятора в корпусе TO-220.

WL Gore; эти прокладки можно использовать для заполнения любого зазора, чтобы уменьшить его электрические размеры. Аналогично, любые зазоры в контакте корпуса с проводником земли на плате также действуют как волноводы. В зависимости от требуемой рабочей частоты, эти зазоры могут стать, а могут и не стать причиной потери эффективности экранирования [1]. В качестве дополнительного преимущества можно использовать экран как радиатор. Расположив регулятор в корпусе TO-220 соответствующим образом, можно прикрепить теплоотвод регулятора к экрану. Таким образом, вы получаете не только экран, но и радиатор (Рисунок 2). **РЛ**

## Ссылка

1. Ott, Henry, Noise-reduction techniques in electronic systems, Wiley-Interscience, 1988, ISBN 0-471-85068-3.

# Генератор с оптической обратной связью и его практическое применение



М.П. Басков, О.Д. Левашов  
Москва – Брешия (Италия)

В статье рассматривается КМОП-генератор на триггере Шмитта, в котором наряду со стандартной схемой положительной обратной связи имеется дополнительная оптическая обратная связь (ОС), оказывающая существенное влияние на параметры генерируемой импульсной последовательности. Эффект, возникающий при подключении оптической обратной связи, может быть использован в практических целях.

## Как это работает

Блок-схема генератора представлена на Рисунке 1. Генератор собран по классической схеме с использованием одного из элементов микросхемы CD4093BE, представляющей собой сборку из четырех двухвходовых элементов «И-НЕ». Отличие данной микросхемы от аналогичной по логическому функционалу микросхемы CD4011BE заключается в том, что каждый вход является триггером Шмитта, позволяющим работать с медленно изменяющимся входным сигналом.

Оптическая обратная связь осуществляется с выхода генератора (точка «b») через светодиод VD2 и цифровой фотоприемник DD2, выполненный на микросхеме TSOP4838, выход которого подсоединен к свободному входу элемента DD1. При разорванной оптической связи, например, при наличии непрозрачного препятствия между VD2 и DD2, в

точке «с» присутствует логическая «1», что позволяет генератору на DD1 формировать импульсную последовательность, частота которой определяется резистором R2, а длительность положительного импульса – резистором R1.

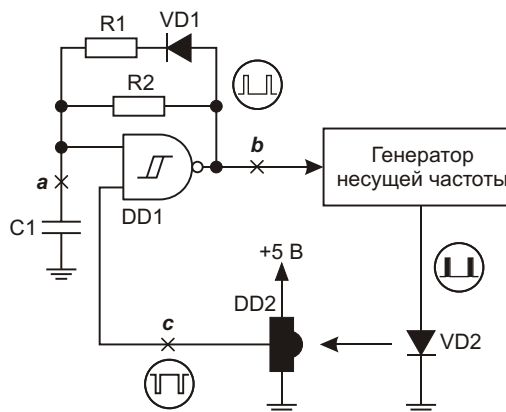
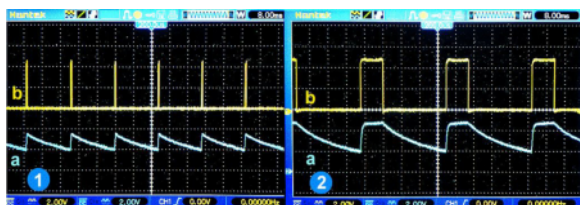


Рисунок 1. Блок-схема генератора с оптической ОС.





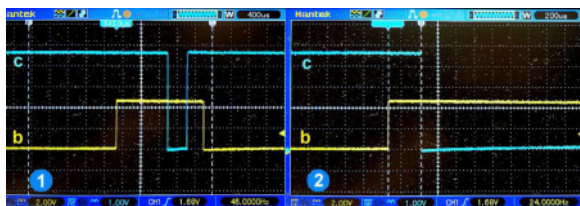
**Рисунок 2.** Оптическая обратная связь:  
2.1 – разомкнута, 2.2 – замкнута.

Это состояние иллюстрируется Рисунок 2.1.

При возникновении оптической обратной связи напряжение в точке «с» уменьшается до нуля, что принудительно поддерживает высокий потенциал в точке «b». Такое состояние продолжается до тех пор, пока внутренние временные ограничения микросхемы DD2 вновь не установят на выходе логическую единицу.

Конденсатор С1 за время принудительной остановки генератора заряжается до напряжения питания и разряжается до нижнего порога триггера Шмитта существенно дольше, что объективно снижает частоту генератора. Это отражено на Рисунок 2.2.

В граничных условиях при недостаточной освещенности фотоприемника TSOP сигнал на его выходе носит случайный характер по частоте возникновения, длительности импульса и его задержке относительно фронта возбуждающего светового импульса. При приеме цифровых сигналов это приводит к ошибке принятого кода; при приеме управляющего импульса в устройствах охранной автоматики – к ошибкам срабатывания сигнализации. Эти недостатки присутствуют и в рассматриваемом генераторе. На Рисунок 3.1 представлен случай недостаточной освещенности фотоприемника DD2. Выходной импульс в точке «с» короче возбуждающего импульса и сдвинут относительно его фронта на случайную величину.



**Рисунок 3.** Выходной сигнал фотоприемника DD2: 3.1 – при недостаточной освещенности, 3.2 – при достаточной освещенности.

На Рисунок 3.2 показана осциллограмма стационарного процесса, когда освещенность фотоприемника DD2 достаточна и фронт выходного импульса сдвинут относительно фронта возбуждающего импульса на фиксированную величину, равную примерно 380 мкс. Этот факт дает возможность построения импульсного дискриминатора для фиксации факта корректной работы фотоприемника. Справедливости ради нужно отметить, что для случая, показанного на Рисунок 3.2, в эти 380 мкс входит еще время включения генератора несущей частоты, составляющее в самом худшем случае половину периода несущей частоты 38 кГц, то есть примерно 13 мкс.

## Практическое применение

На основе генератора с оптической обратной связью нами были изготовлены несколько устройств, реализующих обнаруженный эффект, например, локатор заднего обзора для самоката или велосипеда, показанный на Рисунок 4.1. В приложении к статье есть видео с испытанием этого устройства. Его практическая полезность заключается в том, что при маневре влево можно столкнуться с обгоняющим велосипедистом или с гражданином на мощном самокате.



**Рисунок 4.** Практическое применение генератора с оптической обратной связью.  
4.1 – локатор заднего обзора для самоката.  
4.2 – фотодатчик для шлагбаума.

Второе устройство – это фотодатчик для шлагбаума, исключающий опускание стрелы, если под ней находится человек или автомобиль. Стандартно для этой цели применяются датчики типа «световой барьер», приемная часть которых устанавливается на стойке шлагбаума, а передающая – на опоре для стрелы. В нашем дворе передатчики

(иногда вместе с опорами) регулярно сносятся девушками за рулем и спецтехникой ЖКХ. Поэтому был изготовлен датчик локаторного типа, показанный на Рисунке 4.2.

Двухнедельная эксплуатация фотодатчика при пропуске 80-100 машин в день показала, что такое устройство вполне работоспособно. Принципиальная схема фотодатчика для шлагбаума показана на Рисунке 5. Локатор для самоката отличается лишь тем, что вместо реле в качестве нагрузки используется бужер (пищалка).

Схема содержит генератор с оптической обратной связью на элементе D1.1, управляемый кварцевый генератор несущей частоты на элементах D1.2 и D1.3, преобразователь длительности импульса в напряжение на элементе D1.4 и два усилителя мощности на транзисторах VT1 и VT2, нагрузкой которых служат светодиод VD3 и реле K1, соответственно.

Кварцевый генератор применён, поскольку датчик должен работать в широком температурном диапазоне.

Остановимся подробнее на работе преобразователя длительности импульса в напряжение. В исходном состоянии генератор D1.1 с указанными на схеме номиналами компонентов генерирует положительные импульсы длительностью 600-800 мкс с частотой 40-50 Гц. Эти импульсы заряжают конденсатор C2 (точка «с») примерно до 0.5-0.8 В, что существенно ниже верхнего порога срабатывания триггера Шмитта на элементе D1.4.

При появлении оптической обратной связи длительность положительного импульса возрастает до 8-10 мс, что приводит к резкому росту напряжения на конденсаторе C1 и срабатыванию триггера Шмитта.

Низкий уровень на выходе элемента D1.4 будет сохраняться до тех пор, пока существует оптическая обратная связь. Как только эта связь разорвется, конденсатор C2 начнет разряжаться через R5. Цикл завершен. Применение такого преобразователя длительности импульса в напряжение обеспечивает эффективное подавление состояния неопределенности, возникающего на выходе фотоприемника DD2 при недостаточной освещенности.

Наличие полезного сигнала фиксируются четко, без промежуточных состояний.

При пассивных элементах, указанных на схеме, устройство гарантированно работоспособно в диапазоне напряжения питания 3.7-5.2 В. Однако для постоянства настроек рекомендуем использовать стабилизированный источник питания. Ток потребления в режиме ожидания составляет 2 мА, а при обнаружении препятствия ток потребления определяется нагрузкой – реле или бужером.

Дальность обнаружения препятствия при использовании 10-градусных объективов, которые можно приобрести за копейки на AliExpress, зависит от тока через светодиод VD3, который, в свою очередь, определяется величиной резистора R8. При сопротивлении

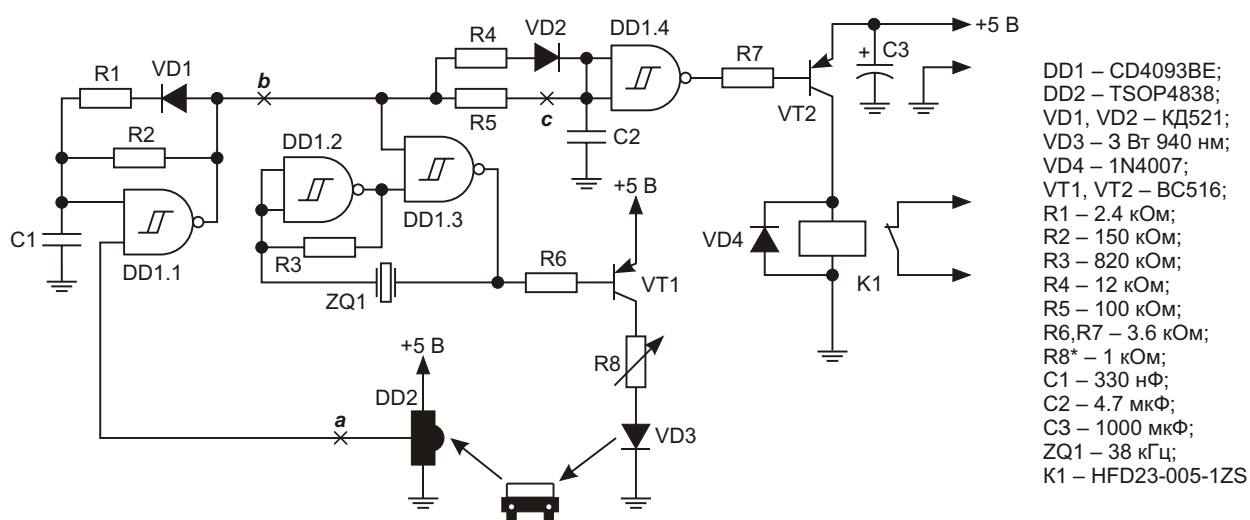


Рисунок 5. Принципиальная схема фотодатчика для шлагбаума.

резистора R8, равном 1 кОм, максимальная дальность обнаружения препятствия составляет около 80 см. Если величина резистора R8 равна 20 Ом, дальность обнаружения человека в одежде нейтральных цветов составляет более 10 метров. Доступ к резистору R8 должен быть выполнен с учетом эксплуатации изделия вне помещения.

Несмотря на неоспоримые достоинства, изделиям на основе описанного генератора свойственны некоторые недостатки. Датчик для шлагбаума нежелательно устанавливать в узких проездах, когда стена здания отстоит от конца стрелы всего на несколько метров, так как в этом случае возникает паразитное отражение от стены, работа датчика становится неустойчивой и критично зависит от настройки устройства резистором R8.

Локатор заднего обзора для самоката реагирует на прохожих, оказавшихся в зоне обзора, поэтому крепление локатора на руль должно предусматривать изменение угла локации в горизонтальной плоскости для выбора оптимального положения.

Где еще может быть применен описанный генератор? Например, в качестве датчика наличия автомобиля или мотоцикла в «слепой зоне». Такие датчики, установленные под зеркалами заднего вида, помогут предотвратить ситуации, когда при начале маневрирования помеха неожиданно телепортируется из параллельной вселенной.

Чтобы исключить ложные сигналы от машин, движущихся через полосу, индика-

цию наличия препятствия в «слепой зоне» можно включать синхронно с указателем поворотов. Увеличить дальность обнаружения можно, применив в качестве VT1 мощный полевой транзистор или транзистор Дарлингтона средней мощности и, соответственно, уменьшив величину резистора R8 до 3-5 Ом.

Более подробно о конструировании ИК-локаторов можно прочитать в авторских статьях [1, 2].

## Заключение

В статье описан генератор с оптической обратной связью, возникающей в моменты обнаружения отраженного от препятствий светового потока. Полезный сигнал обрабатывается преобразователем длины импульса в напряжение с устранением зоны неопределенности. Приведены примеры практического применения такого генератора и видеоматериалы испытаний конкретного образца. **РЛ**

## Источники

1. Басков М.П., Левашов О.Д. [Некоторые вопросы конструирования любительских инфракрасных локаторов. Часть 1](#)
2. Басков М.П., Левашов О.Д. [Некоторые вопросы конструирования любительских инфракрасных локаторов. Часть 2](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4093B](#)
2. [Datasheet Vishay TSOP48xx](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor BC516](#)

## Загрузки



[Демонстрация возможностей локатора заднего обзора](#)



# Оптоэлектронные элементы «Эквивалентность» и «Эквивалентность-НЕ»

Михаил Шустов, г. Томск

Приведены схемы четырехходовых логических элементов «Эквивалентность» и «Эквивалентность-НЕ», выполненных с использованием средств оптоэлектроники

Логические элементы «Эквивалентность» и «Эквивалентность-НЕ» не пользуются заметной востребованностью в радиоэлектронных конструкциях и даже не имеют устоявшегося обозначения. Промышленно мик-

росхемы такого назначения не выпускаются, хотя сами логические элементы при желании могут быть синтезированы из элементов обычной логики. Поясним далее назначение столь экзотических логических элементов [1, 2].

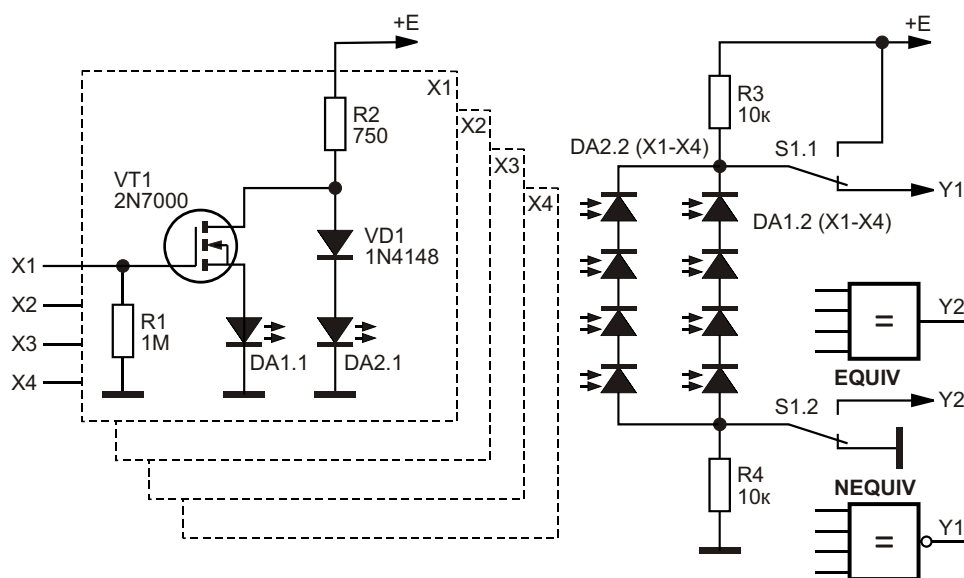


Рисунок 1. Электрическая схема оптоэлектронных логических элементов «Эквивалентность» и «Эквивалентность-НЕ».



**ЭКВИВАЛЕНТНОСТЬ (EQUIVALENCE)** – логический элемент, имеющий на выходе логическую единицу лишь в том случае, если сигналы на всех его входах будут иметь одинаковый (т.е. тождественный, эквивалентный, равнозначный) логический уровень «нуль» или «единица».

**ЭКВИВАЛЕНТНОСТЬ-НЕ (NOT-EQUIVALENCE), НЕЭКВИВАЛЕНТНОСТЬ** – логический элемент, имеющий на выходе логический нуль лишь в том случае, если сигналы на всех его входах будут иметь одинаковый (т.е. тождественный, эквивалентный, равнозначный) логический уровень «нуль» или «единица».

Отметим, что если сократить число входов у элементов «Эквивалентность» или «Эквивалентность-НЕ» до двух, то они будут идентичны логическим элементам «Исключающее ИЛИ-НЕ» («Исключающее ИЛИ»), соответственно.

На Рисунке 1 приведена электрическая схема четырехвходового оптоэлектронного элемента, выполняющего в зависимости от способа подключения его выводов функции логического элемента «Эквивалентность» или «Эквивалентность-НЕ».

Логический элемент состоит из двух частей – входной (передающей, имеющей 4 входа X1–X4) и выходной (приемной). Каждый вход (X1–X4) содержит входной ключевой элемент – полевой транзистор VT1, например, 2N7000, управляющий работой оптического коммутатора, состоящего из ограничителя тока R2, а также двух светодиодов оптопар DA1.1 и DA2.1. Отметим, что в качестве таковых могут быть использованы диодные, транзисторные или иные оптопары, хотя на Рисунке 1 показаны только диодные оптопары. Последовательно со светодиодом оптопары DA2.1 включен кремниевый диод VD1, например, 1N4148.

Если входной сигнал отсутствует, транзистор VT1 не проводит ток, светится светодиод DA2.1. При подаче на вход сигнала уровня логической единицы сопротивление исток-сток транзистора VT1 снижается практически до нуля, светодиод оптопары DA1.1 шунтирует цепочку из диода VD1 и светодиода оптопары DA2.1, светодиод оптопары DA1.1 излучает свет, светодиод оптопары DA2.1 гаснет.

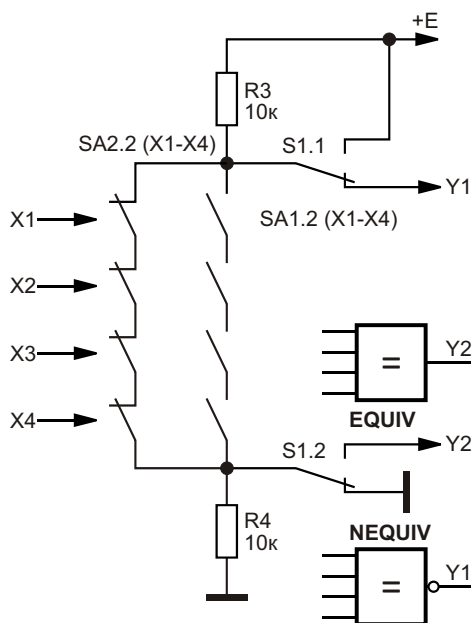
На приемной стороне две последовательно-параллельно включенные цепочки светодиодов оптопар DA2.2 (X1–X4) и DA1.2 (X1–X4) через резистор R3 соединены с шиной питания, а через резистор R4 – с общей шиной. При помощи переключателя S1 один из этих резисторов может быть зашунтирован, тогда как с другого из резисторов можно снимать выходной сигнал. Переключатель S1 приведен условно, поскольку на практике вместо него достаточно использовать перемычку.

Итак, рассмотрим ситуацию, когда входные сигналы на всех четырех входах логического элемента отсутствуют. Все светодиоды DA2.1 (X1–X4) излучают свет, а им отвечающие фотодиоды DA2.2 (X1–X4) проводят ток. Все светодиоды DA1.1 (X1–X4) не светятся, а им отвечающие фотодиоды DA1.2 (X1–X4) не проводят ток. Предположим, что логический элемент при помощи переключателя S1 переведен в состояние «Эквивалентность-НЕ», так, как это показано на Рисунке 1. Поскольку вся цепочка фотодиодов DA2.2 (X1–X4) проводят ток, а аноды цепочек фотодиодов соединены с общей шиной, на выходе Y1 присутствует сигнал уровня логического нуля.

Далее предположим, что на один из входов логического элемента, например, X1, поступает управляющий сигнал уровня логической единицы. Светодиод оптопары DA2.1 гаснет, светодиод оптопары DA1.1 излучает свет. Соответственно, фотодиод оптопары DA2.2 перестает проводить ток, а фотодиод оптопары DA1.2 начинает проводить. Токпроводящие пути цепочек фотодиодов оптопар DA2.2 (X1–X4) и DA1.2 (X1–X4) разорваны, на выходе Y1 появляется сигнал уровня логической единицы. Такая ситуация сохраняется до тех пор, пока сигнал хотя бы на одном из входов логического элемента отличается от остальных.

Наконец, допустим, что на все входы оптоэлектронного логического элемента поступают сигналы высокого логического уровня. Все светодиоды DA1.1 (X1–X4) излучают свет, а им отвечающие фотодиоды DA1.2 (X1–X4) проводят ток. Их оппоненты светодиоды DA2.1 (X1–X4) не излучают свет, а им отвечающие фотодиоды DA2.2 (X1–X4) ток не проводят. Таким образом, токопроводящая цепочка фотодиодов DA1.2 (X1–X4) закоря-





**Рисунок 2.** Эквивалентная схема оптоэлектронных логических элементов «Эквивалентность» и «Эквивалентность-НЕ».

чивает выходной сигнал на общую шину, на выходе Y1 устанавливается уровень логического нуля.

На Рисунке 2 для иллюстрации принципа работы оптоэлектронного элемента приведена его эквивалентная схема, в которой оптопары заменены системой из четырех тумблеров, работающих на переключение.

Из рисунка следует, что смена уровня выходного логического сигнала возможна только в двух случаях, когда все тумблеры

**ЭКВИВАЛЕНТНОСТЬ (EQUIV)**

| X1 | X2 | X3 | X4 | Y2 |
|----|----|----|----|----|
| 0  | 0  | 0  | 0  | 1  |
| 1  | 0  | 0  | 0  | 0  |
| 0  | 1  | 0  | 0  | 0  |
| 1  | 1  | 1  | 0  | 0  |
| •  | •  | •  | •  | •  |
| 1  | 1  | 1  | 1  | 1  |

**ЭКВИВАЛЕНТНОСТЬ-НЕ (NEQUIV)**

| X1 | X2 | X3 | X4 | Y2 |
|----|----|----|----|----|
| 0  | 0  | 0  | 0  | 0  |
| 1  | 0  | 0  | 0  | 1  |
| 0  | 1  | 0  | 0  | 1  |
| 1  | 1  | 1  | 0  | 1  |
| •  | •  | •  | •  | •  |
| 1  | 1  | 1  | 1  | 0  |

**Рисунок 3.** Таблицы истинности логических элементов «Эквивалентность» и «Эквивалентность-НЕ».

X1–X4 (контактные группы SA2.2 (X1–X4) и SA1.2 (X1–X4)) одновременно находятся в условно включенном или в условно выключенном состоянии. Отметим, что выходы Y1 и Y2, Рисунок 1 и Рисунок 2, могут быть соединены вместе и использованы в качестве единого выхода Y.

На Рисунке 3 приведены таблицы истинности элементов «Эквивалентность» (EQUIL) и «Эквивалентность-НЕ» (NEQUIL). [РЛ](#)

## Литература

1. Шустов М.А. Цифровая схемотехника. Основы построения. – СПб.: Наука и Техника, 2018. – 320 с.
2. Шустов М.А. Цифровая схемотехника. Практика применения. – СПб.: Наука и Техника, 2018. – 432 с.

## Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor 2N7000](#)

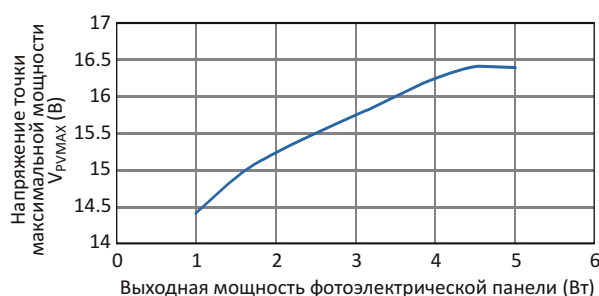
# Слежение за точкой максимальной мощности фотоэлектрической панели оптимизирует драйвер вентилятора

Abhijeet Deshpande

Electronic Design

Непосредственное питание вентилятора энергией солнца – это экологически чистый способ охлаждения или сушки в жаркие дневные часы в тропической среде, позволяющий также избежать затрат и сложностей, связанных с хранением энергии в аккумуляторах. Однако простое подключение вентилятора к солнечному фотоэлектрическому модулю имеет существенный недостаток.

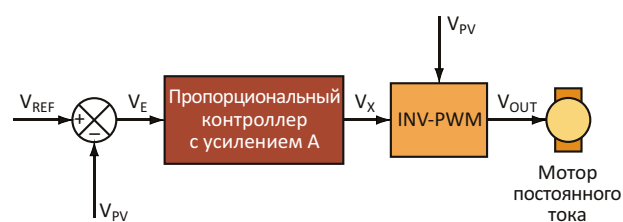
Напряжение, при котором фотоэлектрический модуль отдает максимальную мощность, от интенсивности солнечного света зависит не очень сильно (Рисунок 1). Однако сама мощность, а значит, и ток, изменяются



**Рисунок 1.** Максимальная мощность, которую может отдавать солнечная панель, и напряжение, при котором она достигается, зависят от интенсивности солнечного света, что делает панели неэффективными при работе на статические нагрузки.

весьма значительно. При падении интенсивности солнечного освещения статическая нагрузка, близкая к максимальной мощности панели, будет понижать выходное напряжение панели намного ниже точки максимальной мощности, что приведет к неэффективному использованию доступной энергии.

Если уровень мощности упадет слишком сильно, вентилятор перестанет вращаться, и для того, чтобы снова начать работу, ему потребуются либо значительное повышение уровня мощности, либо механический «толчок». Схема отслеживания точки максимальной мощности (maximum power point tracking, MPPT) на базе DC/DC преобразователя может гарантировать, что вентилятор будет использовать энергию фотоэлектрического модуля максимально эффективно независи-



**Рисунок 2.** Эта схема измеряет выходное напряжение солнечной панели и подстраивает нагрузку до достижения точки максимальной мощности.